

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-315936

(43)Date of publication of application : 14.11.2000

(51)Int.Cl.

H03H 9/72

H03H 9/145

H03H 9/64

(21)Application number : 2000-083260

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 16.12.1991

(72)Inventor : IGATA OSAMU

SATO YOSHIO

MIYASHITA TSUTOMU

MATSUDA TAKASHI

TAKAMATSU MITSUO

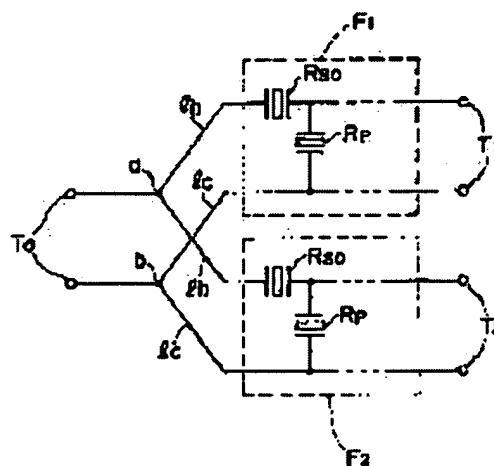
(54) BRANCHING FILTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make impedance outside a passing band of each filter sufficiently large without necessitating impedance matching or with simple structure by constituting two surface acoustic wave band pass filters by connecting resonators in the shape of plural stage ladders.

SOLUTION: The surface acoustic wave filters F1, F2 are constituted of a serial resonator Rso and a parallel resonator Rp as the resonators in the shape of one pair of terminals with a comb-line electrode and a reflector.

The serial resonators Rso is inserted on the side of common connection points (a), (b) with the surface acoustic wave filter F2 in parallel with the surface acoustic wave filter F1. This circuit structure is similar for the surface acoustic wave filter F2 and each of the surface acoustic wave filters F1, F2 is constituted by connecting the required number of combinations of each of the serial resonator Rso and the parallel resonator Rp with a series. Relation of $f_1 < f_2$ is satisfied by mutually different band center frequencies f_1 , f_2 of the surface acoustic wave filters F1, F2 here.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]	21.03.2000
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	03.07.2001
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	3246906
[Date of registration]	02.11.2001
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	2001-13475
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	02.08.2001
[Date of extinction of right]	

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-315936

(P2000-315936A)

(43) 公開日 平成12年11月14日 (2000. 11. 14)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 3 H	9/72	H 0 3 H	9/72
	9/145		9/145
	9/64		9/64

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2000-83260 (P2000-83260)
(62) 分割の表示 特願平3-332241の分割
(22) 出願日 平成3年12月16日 (1991. 12. 16)

(71) 出願人 000005273
富士通株式会社
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号
(72) 発明者 伊形 理
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内
(72) 発明者 佐藤 良夫
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内
(74) 代理人 100083839
弁理士 石川 泰男

最終頁に続く

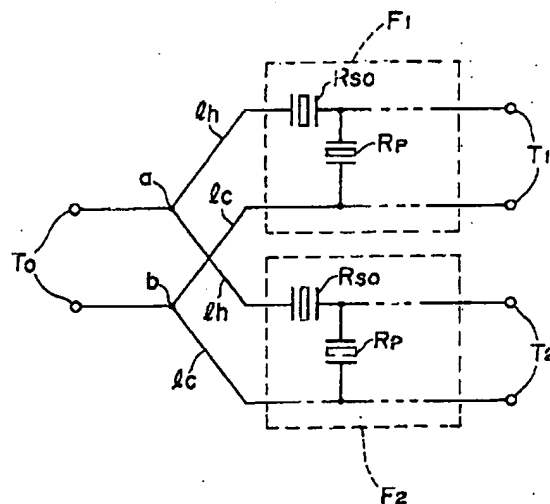
(54) 【発明の名称】 分波器

(57) 【要約】

【課題】 フィルタの構成の簡素化と共に所望の特性を確保し得る分波器を提供する。

【構成】 ラダー型に接続された弾性表面波共振器 R_{S0} 、 R_S 、 R_{P0} 、 R_P を用いて構成された複数の弾性表面波帯域通過フィルタ F_1 、 F_2 を用いて分波器を構成する。

本発明の第1実施形態



【特許請求の範囲】

【請求項1】 共通信号端子と、

一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の2端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の2端子が第1の信号端子に接続された第1の弾性表面波帯域通過フィルタと、

一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の2端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の2端子が第2の信号端子に接続された第2の弾性表面波帯域通過フィルタと、を有し、

前記第1の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数が前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数より小さく、

前記共通端子側からみたとき前記第1の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が直列共振器で構成され、

前記共通端子側からみたとき前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が直列共振器で構成されることを特徴とする分波器。

【請求項2】 請求項1に記載の分波器において、前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタの前記入力側の2端子間にインダクタンス整合回路を設けることを特徴とする分波器。

【請求項3】 請求項2に記載の分波器において、前記整合回路は、インダクタンス若しくはインダクタンスとコンデンサとの組合せのいずれか一方により形成されることを特徴とする分波器。

【請求項4】 共通信号端子と、一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の2端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の2端子が第1の信号端子に接続された第1の弾性表面波帯域通過フィルタと、

一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の2端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の2端子が第2の信号端子に接続された第2の弾性表面波帯域通過フィルタと、を有し、

前記第1の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数が前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数より小さく、

前記共通端子側からみたとき前記第1の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が直列共振器で構成され、

前記共通端子側からみたとき前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が並列共振器で構成され、

前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタの前記入力側の2端子間に位相回転用線路を設けることを特徴とする分波器。

【請求項5】 請求項4に記載の分波器において、

前記位相回転用線路がインダクタンスにより形成されることを特徴とする分波器。

【請求項6】 請求項1又は4に記載の分波器において、

前記第1の弾性表面波帯域通過フィルタ内の初段の直列共振器及び他の直列共振器並びに前記並列共振器の電極指の周期がそれぞれ異なると共に、

前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタ内の初段の直列共振器及び他の直列共振器並びに並列共振器の電極指の周期がそれぞれ異なることを特徴とする分波器。

【請求項7】 請求項1又は4に記載の分波器において、

前記第2の弾性表面波帯域通過フィルタ内の前記並列共振器のうち少なくとも一つについて、他の前記並列共振器に比べ対数を多くするか又は開口長を大きくするか又はいずれか一方とすることを特徴とする分波器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、分波器に係り、より詳細には、弾性表面波共振器により構成される弾性表面波フィルタを用いた分波器に関する。

【0002】近年、自動車電話、携帯電話等の開発が進められており、これらの小型通信機器には、送受信信号の分岐あるいは挿入を行うための分波器が用いられている。機器構成の小形化、高性能化の要請から、分波器の構成部品にも小型化、高性能化が要請され、最近では弾性表面波素子を用いたフィルタが多く用いられている。弾性表面波フィルタとしては帯域通過フィルタが実用化されており、それはトランスバーサル形と共振器形とに大別でき、本発明は共振器形フィルタを用いた分波器に関するものである。

【0003】

【従来の技術】図26に、分波器の一般的構成を示す。図26に示すように、共通信号端子 T_0 には共通接続点a、bを共通点として弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 が並列接続され、各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は信号端子 T_1 、 T_2 をそれぞれ有している。弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は、図27に示すように、それぞれ互に異なる帯域中心周波数 f_1 、 f_2 を有しており、共通信号端子 T_0 から入力された信号は、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 によって周波数別に分波され、信号端子 T_1 、 T_2 より出力される。あるいは、共通信号端子 T_0 から入力された信号は弾性表面波フィルタ F_2 のみ通過されて信号端子 T_2 より出力され、あるいはまた、信号端子 T_1 から入力された信号が弾性表面波フィルタ F_1 を介して共通信号端子 T_0 に出力される。

【0004】このような分波器において、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は分波器として構成される前と後とは同一の特性に維持される必要があり、並列接続されることによって特性上の変化があってはならない。

【0005】図26において、回路の特性インピーダンスを Z_1 、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 のインピーダンスをそれぞれ Z_2 、 Z_3 とすると、共通信号端子 T_0 側から見たインピーダンスは次の(1)式のように表わされる。

【0006】

【数1】

$$Z_1 = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad \dots (1)$$

$$Z_1 = \frac{Z_2}{(Z_2 / Z_3) + 1}$$

$$\frac{Z_2}{Z_3} = 0 \text{ のとき、} Z_1 = Z_2 \quad \therefore Z_3 = \infty \quad \dots (2)$$

($Z_1 = Z_2 \neq 0$)

からわかるように、 $Z_3 = \infty$ でなければならない。

【0008】同様に、弾性表面波フィルタ F_2 のフィルタ特性が同じ条件を満たすためには、(3)式、

$$Z_1 = \frac{Z_3}{1 + (Z_3 / Z_2)}$$

$$\frac{Z_3}{Z_2} = 0 \text{ のとき、} Z_1 = Z_3 \quad \therefore Z_2 = \infty \quad \dots (3)$$

($Z_1 = Z_3 \neq 0$)

からわかるように、 $Z_2 = \infty$ でなければならない。

【0010】しかし、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 を構成する弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 のインピーダンスは、図28に示すように、周波数依存性、すなわち周波数によって変化する性質をもっている。したがって、上記条件を満たす各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の周波数に対するインピーダンス特性は、フィルタ自身（例えば、弾性表面波フィルタ F_1 ）の通過帯域においては回路全体のインピーダンス Z_1 に近い値をもち、かつ、他方のフィルタ（例えば、弾性表面波フィルタ F_2 ）の通過帯域となる阻止帯域においては、回路全体のインピーダンス Z_1 よりはるかに大きな値となることが必要である。

【0011】このような要請に対して、従来のトランスバーサル型フィルタは、図27に示すように、必要な条件を満たしていない。その条件を満足するためには、各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 にインピーダンス整合回路が必要となる。

【0012】従来、このインピーダンス整合回路には、L（インダクタンス）、C（コンデンサ）素子により位相回転を行う回路、あるいは、線路長により位相回転を行ない、かつ、LC素子により位相回転を行う回路が用いられ、複雑な回路構成となっていた。

【0013】また、分波器を構成したときの各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の特性を十分に生かすためには、上

弾性表面波フィルタ F_1 のフィルタ特性が分波器の構成前と同じ特性になるためには、 $Z_1 = Z_2$ となる必要がある。そのためには、(1)式を変形した次の(2)式、

【0007】

【数2】

【0009】

【数3】

述したように、一方の弾性表面波フィルタ F_1 の通過帯域における他方の弾性表面波フィルタ F_2 の遮断特性、すなわち、減衰量をできるだけ大きくする必要があるが、そのために従来ではフィルタを多段化する構成を採用していた。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】従来のトランスバーサルフィルタにおいて、分波器構成上の条件を満たすための位相回転をL、C素子を用いて実現しようとする、位相回転の回転量が大きいため各フィルタの特性劣化を招く問題がある。その結果、フィルタ自身の周波数に対するインピーダンス特性の改善が必要となる。

【0015】さらに、遮断特性の改善を目的とするフィルタの多段化は、挿入損失の増加とともに、チップサイズ的大型化を招来し、製造歩留りも悪くなる問題があるので、極力少ない素子数で所望の特性を得る必要がある。

【0016】本発明の目的は、フィルタの構成の簡素化とともに所望の特性を確保しうる分波器を提供することにある。

【0017】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、請求項1に記載の発明は、図1に示すように、共通信号端子と、一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリー

ズに接続され、入力側の２端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の２端子が第１の信号端子に接続された第１の弾性表面波帯域通過フィルタと、一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の２端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の２端子が第２の信号端子に接続された第２の弾性表面波帯域通過フィルタと、を有し、前記第１の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数が前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数より小さく、前記共通端子側からみたとき前記第１の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が直列共振器で構成され、前記共通端子側からみたとき前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が直列共振器で構成される。

【００１８】よって、第１及び第２の弾性表面波帯域通過フィルタを共に共振器を複数段ラダー型に接続することにより構成するので、二つの弾性表面波帯域通過フィルタにより分波器を構成した場合にも夫々の弾性表面波帯域通過フィルタの通過帯域外のインピーダンスを、インピーダンス整合回路が不要か、あるいははきわめて簡単な構成で十分に大きくすることが可能となる。

【００１９】また、共通端子側からみたとき第１及び第２の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が共に直列共振器により構成されていることにより、通過帯域について外部回路との整合が容易に取れると共に通過帯域外のインピーダンスを十分に大きくできる。

【００２０】上記の課題を解決するために、請求項２に記載の発明は、図３に示すように、請求項１に記載の分波器において、前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタの前記入力側の２端子間にインダクタンス整合回路を設けるように構成される。

【００２１】よって、簡易な構成で分波器として必要な構成を得ることができる。

【００２２】上記の課題を解決するために、請求項３に記載の発明は、図３及び図５に示すように、請求項２に記載の分波器において、前記整合回路は、インダクタンス若しくはインダクタンスとコンデンサとの組合せのいずれか一方により形成される。

【００２３】よって、インピーダンス整合回路を少ない要素で構成することができ、分波器としての構成を簡単且つ小型化することができる。

【００２４】上記の課題を解決するために、請求項４に記載の発明は、図７に示すように、共通信号端子と、一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の２端子が前記共通信号端子に接続され、出力側の２端子が第１の信号端子に接続された第１の弾性表面波帯域通過フィルタと、一端子対形共振器からなる直列共振器と一端子対形共振器からなる並列共振器とが複数段シリーズに接続され、入力側の２端子が前記共通信号端

子に接続され、出力側の２端子が第２の信号端子に接続された第２の弾性表面波帯域通過フィルタと、を有し、前記第１の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数が前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタの中心周波数より小さく、前記共通端子側からみたとき前記第１の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が直列共振器で構成され、前記共通端子側からみたとき前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が並列共振器で構成され、前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタの前記入力側の２端子間に位相回転用線路を設ける。

【００２５】よって、第１及び第２の弾性表面波帯域通過フィルタを共に共振器を複数段ラダー型に接続することにより構成するので、二つの弾性表面波帯域通過フィルタにより分波器を構成した場合にも夫々の弾性表面波帯域通過フィルタの通過帯域外のインピーダンスを、インピーダンス整合回路が不要か、あるいははきわめて簡単な構成で十分に大きくすることが可能となる。

【００２６】また、位相回転用線路がインピーダンス整合回路として作用するので、第２の弾性表面波フィルタの共通信号端子側に並列共振器がある場合にも、極めて少ないインピーダンス要素のみにてインピーダンス整合回路を構成することができ、必要な特性を確保して分波器の小型化が可能となる。

【００２７】上記の課題を解決するために、請求項５に記載の発明は、図７に示すように、請求項４に記載の分波器において、前記位相回転用線路がインダクタンスにより形成される。

【００２８】よって、より簡易な構成でインピーダンス整合回路を構成することができ、必要な特性を確保して分波器の小型化が可能となる。

【００２９】上記の課題を解決するために、請求項６に記載の発明は、図１４に示すように、請求項１又は４に記載の分波器において、前記第１の弾性表面波帯域通過フィルタ内の初段の直列共振器及び他の直列共振器並びに前記並列共振器の電極指の周期が夫々異なると共に、前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタ内の初段の直列共振器及び他の直列共振器並びに並列共振器の電極指の周期が夫々異なるように構成される。

【００３０】よって、一方の弾性表面波帯域通過フィルタの反共振周波数を他方の弾性表面波帯域通過フィルタの通過帯域付近とすることができるので、遮断帯域の減衰量を効果的に制御することができる。

【００３１】上記の課題を解決するために、請求項７に記載の発明は、図２０乃至図２４に示すように、請求項１又は４に記載の分波器において、前記第２の弾性表面波帯域通過フィルタ内の前記並列共振器のうち少なくとも一つについて、他の前記並列共振器に比べ対数を多くするか又は開口長を大きくするかのいずれか一方とする。

【００３２】よって、第２の弾性表面波帯域通過フィル

タの遮断帯域減衰量を効果的に制御することができる。

【0033】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。

【0034】〔I〕第1実施形態

図1に本発明の第1実施形態を示す。共通信号端子 T_0 には、共通接続点 a 、 b を介して弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 が並列に接続されており、各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 からは信号端子 T_1 、 T_2 がそれぞれ個別に導出されている。

【0035】弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は、くし形電極および反射器を有する一端子対形共振器である直列共振器 R_{S0} 、並列共振器 R_P で構成される。

【0036】直列共振器 R_{S0} は、弾性表面波フィルタ F_1 に並列な弾性表面波フィルタ F_2 との共通接続点 a 、 b の側に挿入されている。つまり、共通信号端子 T_0 側からみたとき、直列共振器 R_{S0} は初段の共振器に位置付けられる。この回路構成は弾性表面波フィルタ F_2 についても同様である。各直列共振器 R_{S0} と並列共振器 R_P の組合せは必要な段数だけシリーズに接続されて各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 を構成する。

【0037】弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は、互いに異なる帯域中心周波数を有しており、弾性表面波フィルタ F_1 の帯域中心周波数 f_1 は、例えば、887〔MHz〕、弾性表面波フィルタ F_2 の帯域中心周波数 f_2 は、932〔MHz〕に設定され、 $f_1 < f_2$ の関係になっている。

【0038】直列共振器 R_{S0} 、 R_S 、並列共振器 R_{P0} 、 R_P は、例えば、LT（リチウムタンタレート）基板上に $Al-2\%Cu$ 電極材料により形成されている。

【0039】このように、他方のフィルタとの回路接続側に、直列共振器 R_{S0} を用いた場合の弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 のスミスチャートを図2に示す。図2において、 P の領域が信号通過帯域であり、 A が低周波数側の減衰帯域、 B が高周波数側の減衰帯域である。この図2から、回路の特性インピーダンスは $50[\Omega]$ であり、これに対しての減衰帯域 A 、 B のインピーダンスが大きな値をとることがわかる。このことは、分波器を構成する場合に必要な各帯域通過フィルタのインピーダンス特性を満足することを意味する。

【0040】〔II〕第2実施形態

先に述べたように、弾性表面波フィルタ F_1 と弾性表面波フィルタ F_2 の間には、 $f_1 < f_2$ の関係があり、かつ、各帯域通過フィルタが図4に示すような特性の場合、弾性表面波フィルタ F_1 は弾性表面波フィルタ F_2 の通過帯域周波数において高インピーダンスになっているため、弾性表面波フィルタ F_1 側にはインピーダンス整合回路 M は必要なく、弾性表面波フィルタ F_2 の単独の場合と同様の特性が得られる。

【0041】これに対して、弾性表面波フィルタ F_2 の

低周波数側の減衰帯域 A では高インピーダンスとなっておらず、クロストロークの可能性がある。そこで、低周波数側の減衰帯域 A において高インピーダンス化するためのインピーダンス整合回路 M が必要となる。

【0042】上記弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A を高インピーダンス化するためのインピーダンス整合回路 M を挿入した形態を図3に示す。

【0043】図3に示すように、弾性表面波フィルタ F_2 と共通接続点 a 、 b との間にはインピーダンス整合回路 M が介在されている。インピーダンス整合回路 M は、高インピーダンス要素である位相回転用の L （インダクタンス）からなる。インダクタンス L は、具体的には、例えば6〔nH〕程度である。また、インダクタンス L はガラスエポキシ基板またはセラミック基板上に金、タングステン（W）、銅（Cu）等の金属ストリップラインにより形成される。なお、ストリップラインは、ガラスエポキシ基板の場合、線幅0.5〔mm〕、長さ11〔mm〕程度であり、セラミック基板の場合、線幅0.2〔mm〕、長さ6〔mm〕程度で実現できる。

【0044】このように、弾性表面波フィルタ F_2 にインダクタンス L 1個のみの簡単なインピーダンス整合回路 M を挿入することで、図2（第1実施形態）と図4（本実施形態）とを比較してわかるように、図4の矢印の方向に位相を回転して弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A 側の高インピーダンス化を図ることができる。直列共振器 R_{S0} を挿入したこととあいまって、遮断帯域での高インピーダンス化が図れるので、分波器として必要なインピーダンス特性を得ることができ、分波器の構成後においても各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 を単独に存在する場合と同様の特性を維持することができる。そして、インピーダンス整合回路 M もインダクタンス L のみでよいので、小型化が可能となる。

【0045】〔III〕第3実施形態

図5に、本発明の第3実施形態を示す。この実施形態は、第2実施形態（図3）における位相回転用インダクタンス L の位相回転量の補正を行うためのコンデンサ C を、弾性表面波フィルタ F_2 の直列共振器 R_{S0} とインダクタンス L との間に、直列に挿入した形態を開示する。

【0046】すなわち、インダクタンス L のみによる位相回転では、適正なインピーダンス整合をとれない場合があるため、図6のスミスチャートに示すように、まず、コンデンサ C により矢印の方向に位相を回転させ、次いでインダクタンス L により位相回転させる。

【0047】このように、直列共振器 R_{S0} を用いたことにより、インダクタンス L と位相回転量補正用コンデンサ C のみの簡単なインピーダンス整合回路 M でよく、したがって、分波器として必要な特性を保持しつつ分波器を小型化することができる。

【0048】〔IV〕第4実施形態

図7に第4の実施形態を示す。この実施形態は、弾性表

面波フィルタ F_1 の弾性表面波フィルタ F_2 との回路接続側に直列共振器 R_{S0} を挿入し、弾性表面波フィルタ F_2 の弾性表面波フィルタ F_1 との回路接続側に並列共振器 R_{P0} を挿入し、かつ、弾性表面波フィルタ F_2 と直列に位相回転線路 S を挿入した形態である。

【0049】このように、弾性表面波フィルタ F_1 側のみ直列共振器 R_{S0} を挿入することによっても、弾性表面波フィルタ F_1 の高周波数側の減衰帯域 B 側の高インピーダンス化を図ることができる。この場合、弾性表面波フィルタ F_2 の初段の共振器は共通信号端子 T_0 に並列な並列共振器 R_{P0} であり、低周波数側の減衰帯域 A (F_1 の通過帯域に相当する領域)では高インピーダンスとならない。そこで、本実施形態では、弾性表面波フィルタ F_2 に直列に位相回転線路 S が挿入されている。

【0050】この直列位相回転線路 S による位相回転の方向は、図8に示すように、第2実施形態(図3、図4)の場合とは逆回りとなるが、図9に示すように、この位相回転により弾性表面波フィルタ F_2 のインピーダンスは適正な値に整合がとられる。この場合の位相回転線路 S の長さは、ガラスエポキシ基板の場合25 [mm]程度、セラミック基板の場合16 [mm]程度であった。

【0051】この場合にも、直列のインダクタンス L のみでインピーダンス整合回路 M を構成することができ、所定の分波器特性の維持とともに小型化が達成される。

【0052】また、本実施形態の別の態様として、帯域通過フィルタ F_1 の直列共振器 R_{S0} と接続点 a 、 b との間に、並列に高インピーダンス要素としてのインダクタンス L を、例えば、図3に示すごとく、接続する構成としてもよく、さらには、例えば、図5のように、インダクタンス L と直列共振器 R_{S0} との間に直列にコンデンサ C を挿入する構成としてもよいことはこれまでの説明から明らかである。

【0053】また、以上の実施形態では、帯域通過フィルタ F_1 の帯域中心周波数 f_1 を887 [MHz]とし、帯域通過フィルタ F_2 の帯域中心周波数 f_2 を932 [MHz]として例示したが、本発明はこれらの周波数割当て、あるいは具体的数値に限定されるものではなく、各フィルタ F_1 、 F_2 の帯域中心周波数 f_1 、 f_2 は任意の値に設定することができる。

【0054】〔V〕参考形態

図10～図13に本発明に係る参考形態を示す。この参考形態は直列共振器 R_{S0} 、 R_S 、並列共振器 R_P の数を調整することにより、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の遮断帯域であって、互いの通過帯域に相当する帯域での減衰量をコントロールすることが可能な形態を開示する。

【0055】弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 が互いに共通接続点 a 、 b を介して並列接続されて分波器を構成する点は上述の各実施形態と同様である。例えば、図1あるいは図26を参照されたい。異なる

のは弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 の内部構成である。

【0056】すなわち、弾性表面波フィルタ F_1 は図10に示すように、初段に直列共振器 R_{S0} を置き、直列共振器の数 $N_{RS} >$ 並列共振器の数 N_{RP} として関係をもって回路が構成されている。このように、 $N_{RS} > N_{RP}$ とすることにより、図11に示すように、弾性表面波フィルタ F_1 の高周波数側の減衰帯域 B のインピーダンスが大となり、したがって帯域 B の減衰量が增大する。

【0057】これに対して、弾性表面波フィルタ F_2 は、図12に示すように、初段に直列共振器 R_{S0} を置くのであるが、 $N_{RS} \leq N_{RP}$ のように、直列共振器と並列共振器との数の関係が弾性表面波フィルタ F_1 とは逆になっている。このように、 $N_{RS} \leq N_{RP}$ とすることにより、図13に示すように、弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A のインピーダンスが大となり、したがって低周波数側の減衰帯域 A の信号が制御されて減衰量が增大する。

【0058】以上の特性をもつ、弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 を組合せた場合、互いにクロスする通過領域と遮断領域における特性が良好となり、分波器として必要な特性が維持される。

【0059】〔VI〕第5実施形態

図14～図16に第5の実施形態を示す。この実施形態は、一方の弾性表面波フィルタ F_1 の直列共振器 R_{S0} 、直列共振器 R_S 、並列共振器 R_P の電極指の周期を変化(変更)させて反共振周波数を他方の弾性表面波フィルタ F_2 の通過帯域付近に設定することにより、遮断帯域の減衰量をコントロールするものである。つまり、反共振周波数においては信号の通過量が減衰することを利用したものである。

【0060】図14、図15の形態では、弾性表面波フィルタ F_1 の直列共振器 R_{S0} 、直列共振器 R_S の電極指の周期は、4.42 [μm]、並列共振器 R_{P0} 、並列共振器 R_P は4.60 [μm]、反共振周波数を他のフィルタ(F_2)付近にした直列共振器 R_{S0} の電極指の周期は、4.30 [μm]である。弾性表面波フィルタ F_2 の場合は、図16、図17に示すように、それぞれ4.16 [μm]、4.3 [μm]、4.42 [μm]である。

【0061】この場合、弾性表面波フィルタ F_1 は問題ないが、弾性表面波フィルタ F_2 単独では素子インピーダンスが通過帯域周波数において、回路の特性インピーダンスからずれるため、挿入損失等が増加するなどの特性劣化が起こるが、インピーダンス整合回路 M であるインダクタンス L を図18に示すように挿入するので特性は改善される(図19)。

【0062】〔VII〕第6実施形態

図20に第6の実施形態を示す。この実施形態は弾性表面波フィルタ F_2 の阻止域減衰量を制御する方法として

並列共振器 R_p の共振周波数を弾性表面波フィルタ F_1 の通過帯域付近に設定する形態である。これは、フィルタを構成している並列共振器 R_p の内の少なくとも一つを他の並列共振器に比べ対数を多くするか、もしくは開口長を大きくする、あるいはその両方を行うことにより実現できる。この場合、電極指の周期は一定でよい。図20は並列共振器 R_p の特性を変化させた場合の減衰量の変化を示したものである。

【0063】図21～図24に、本実施形態の実験例を示す。図21は並列共振器 R_p の開口長80〔 μm 〕で200対の例、図22は開口長160〔 μm 〕で150対の例、図23は開口長160〔 μm 〕で200対の例、図24は開口長80〔 μm 〕で150対の例である。いずれも、遮断帯域の改善がみられる。

【0064】以上のように、本発明の各実施形態及び参考形態によれば、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 単独のときのフィルタ特性を分波器を構成した後においても維持することができ、その例を図25(a)～(d)に示す。図25(a)は弾性表面波フィルタ F_1 の単独の特性、同(b)は弾性表面波フィルタ F_2 の単独の特性、同(c)は分波器として接続した場合の弾性表面波フィルタ F_1 の特性、同(d)はその弾性表面波フィルタ F_2 の特性例である。

【0065】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1に記載の発明によれば、第1及び第2の弾性表面波帯域通過フィルタを共に共振器を複数段ラダー型に接続することにより構成するので、二つの弾性表面波帯域通過フィルタにより分波器を構成した場合にも夫々の弾性表面波帯域通過フィルタの通過帯域外でのインピーダンスを、インピーダンス整合回路が不要か、あるいはきわめて簡単な構成で十分に大きくすることが可能となる。

【0066】また、共通端子側からみたとき第1及び第2の弾性表面波帯域通過フィルタの初段が共に直列共振器により構成されていることにより、通過帯域について外部回路との整合が容易に取れると共に通過帯域外のインピーダンスを十分に大きくできる。

【0067】従って、分波器としての回路構成を簡素化することができ、必要な特性を保持して小型化することが可能となる。

【0068】請求項2に記載の発明によれば、請求項1に記載の発明の効果に加えて、第2の弾性表面波帯域通過フィルタの入力側の2端子間にインダクタンス整合回路が設けられているので、簡易な構成で分波器として必要な構成を得ることができる。

【0069】請求項3に記載の発明によれば、請求項2に記載の発明の効果に加えて、整合回路がインダクタンス若しくはインダクタンスとコンデンサとの組合せのいずれか一方により形成されるので、インピーダンス整合回路を少ない要素で構成することができ、分波器として

の構成を簡単且つ小型化することができる。

【0070】請求項4に記載の発明によれば、第1及び第2の弾性表面波帯域通過フィルタを共に共振器を複数段ラダー型に接続することにより構成するので、二つの弾性表面波帯域通過フィルタにより分波器を構成した場合にも夫々の弾性表面波帯域通過フィルタの通過帯域外でのインピーダンスを、インピーダンス整合回路が不要か、あるいはきわめて簡単な構成で十分に大きくすることが可能となる。

【0071】また、位相回転用線路がインピーダンス整合回路として作用するので、第2の弾性表面波フィルタの共通信号端子側に並列共振器がある場合にも、極めて少ないインピーダンス要素のみにてインピーダンス整合回路を構成することができ、必要な特性を確保して分波器の小型化が可能となる。

【0072】従って、分波器としての回路構成を簡素化することができ、必要な特性を保持して小型化することが可能となる。

【0073】請求項5に記載の発明によれば、請求項4に記載の発明の効果に加えて、位相回転用線路がインダクタンスにより形成されるので、より簡易な構成でインピーダンス整合回路を構成することができ、必要な特性を確保して分波器の小型化が可能となる。

【0074】請求項6に記載の発明によれば、請求項1又は4に記載の発明の効果に加えて、一方の弾性表面波帯域通過フィルタの反共振周波数を他方の弾性表面波帯域通過フィルタの通過帯域付近とすることができるので、遮断帯域の減衰量を効果的に制御することができる。

【0075】請求項7に記載の発明によれば、請求項1又は4に記載の発明の効果に加えて、第2の弾性表面波帯域通過フィルタ内の並列共振器のうち少なくとも一つについて、他の並列共振器に比べ対数を多くするか又は開口長を大きくするかのいずれか一方とされるので、第2の弾性表面波帯域通過フィルタの遮断帯域減衰量を効果的に制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態を示す分波器の等価回路図である。

【図2】第1実施形態におけるフィルタのスミスチャートである。

【図3】本発明の第2実施形態を示す分波器の等価回路図である。

【図4】第2実施形態におけるフィルタ F_2 のスミスチャートである。

【図5】本発明の第3実施形態を示す分波器の等価回路図である。

【図6】第3実施形態のフィルタ F_2 のスミスチャートである。

【図7】本発明の第4実施形態を示す分波器の等価回路

図である。

【図8】第4実施形態のフィルタ F_2 のスミスチャートである。

【図9】第4実施形態のフィルタ F_2 の位相回転の様子を示すスミスチャートである。

【図10】本発明の参考形態におけるフィルタ F_1 の構成を示す等価回路図である。

【図11】本発明の参考形態におけるフィルタ F_1 のフィルタ特性を示す回路図である。

【図12】本発明の参考形態におけるフィルタ F_2 の構成を示す等価回路図である。

【図13】本発明の参考形態におけるフィルタ F_2 のフィルタ特性を示す図である。

【図14】本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_1 の構成を示す等価回路図である。

【図15】本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_1 のフィルタ特性を示す図である。

【図16】本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 の構成を示す等価回路図である。

【図17】本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 のフィルタ特性を示す図である。

【図18】本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 にインピーダンス整合回路を付加した形態を示す等価回路図である。

【図19】本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 を分波器に構成した場合のフィルタ特性を示す図である。

【図20】本発明の第6実施形態における共振点の移動の様子を示す特性図である。

【図21】本発明の第6実施形態の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図22】本発明の第6実施形態の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図23】本発明の第6実施形態の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図24】本発明の第6実施形態の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図25】本発明の各実施形態及び参考形態の効果を示すフィルタ特性図である。

【図26】従来の一般的な分波器の構成を示すブロック図である。

【図27】分波器の各フィルタの特性図である。

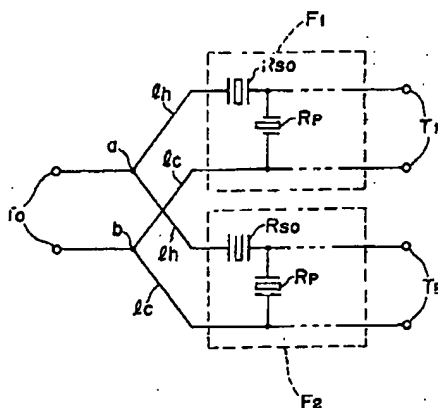
【図28】従来のトランスバーサルフィルタのスミスチャートである。

【符号の説明】

a、b…共通接続点
 f_1 …帯域中心周波数
 f_2 …帯域中心周波数
 $1h$ 、 $1c$ …信号線
 F_1 …弾性表面波フィルタ
 F_2 …弾性表面波フィルタ
 C …キャパシタンス
 L …インダクタンス
 M …インピーダンス整合回路
 R_{S0} …直列共振器
 R_S …直列共振器
 R_{P0} …並列共振器
 R_P …並列共振器
 T_0 …共通信号端子
 T_1 …信号端子
 T_2 …信号端子

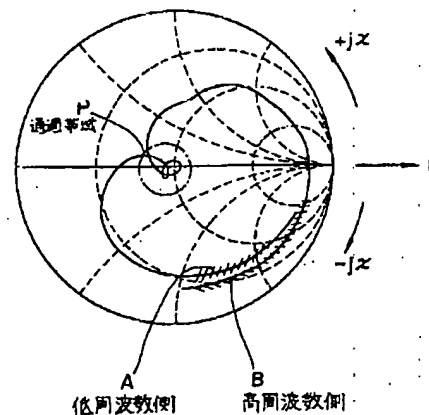
【図1】

本発明の第1実施形態



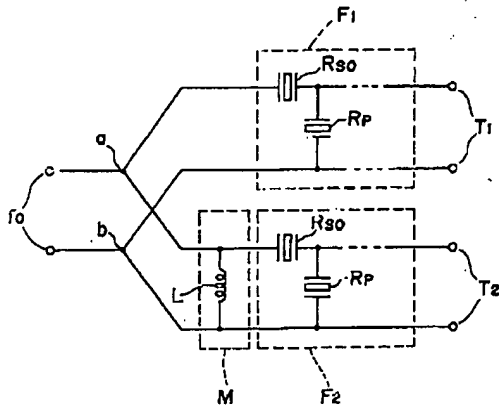
【図2】

第1実施形態におけるフィルタのスミスチャート



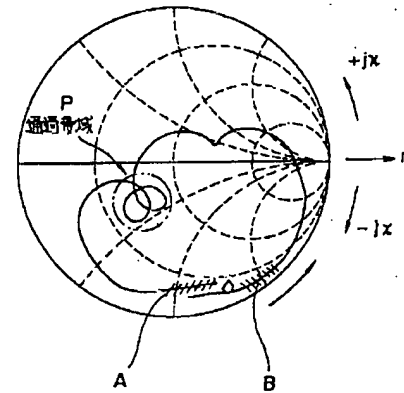
【図3】

本発明の第2実施形態



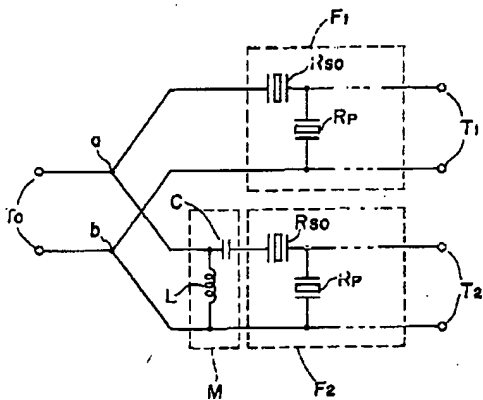
【図4】

第2実施形態におけるフィルタF₂のスミスチャート



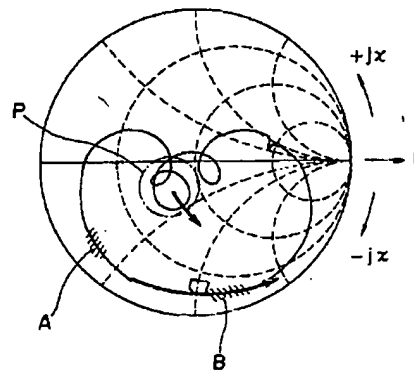
【図5】

本発明の第3実施形態



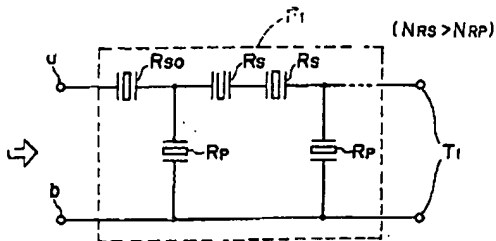
【図6】

第3実施形態のフィルタF₂のスミスチャート



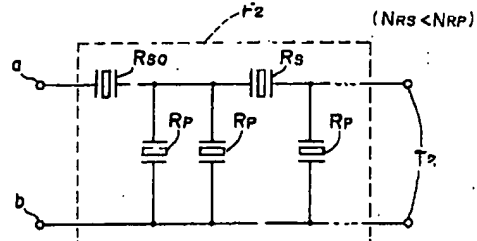
【図10】

本発明の参考形態におけるフィルタF₁の構成



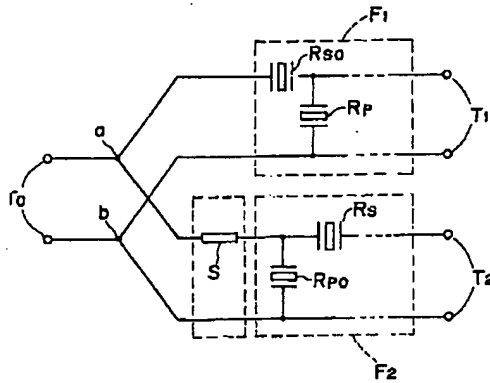
【図12】

本発明の参考形態におけるフィルタF₂の構成



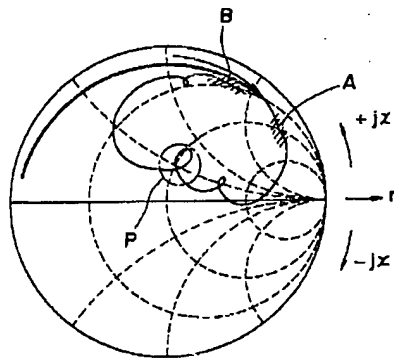
【図7】

本発明の第4実施形態



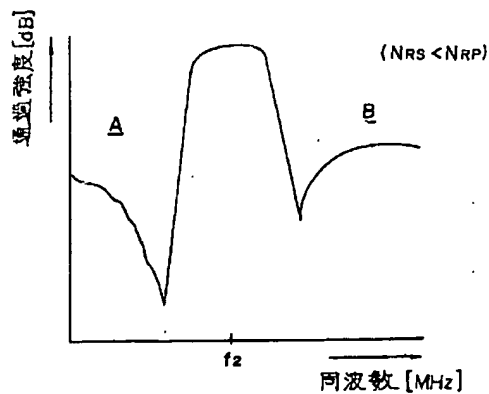
【図9】

第4実施形態のフィルタF2の位相回転の様子を示すスミスチャート



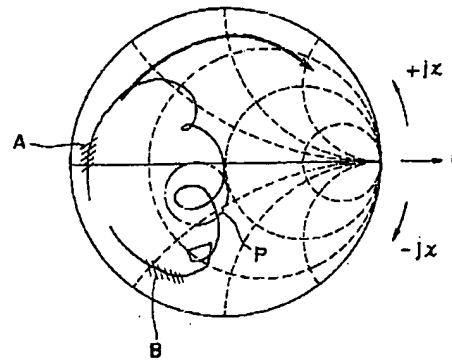
【図13】

本発明の参考形態におけるフィルタF2のフィルタ特性



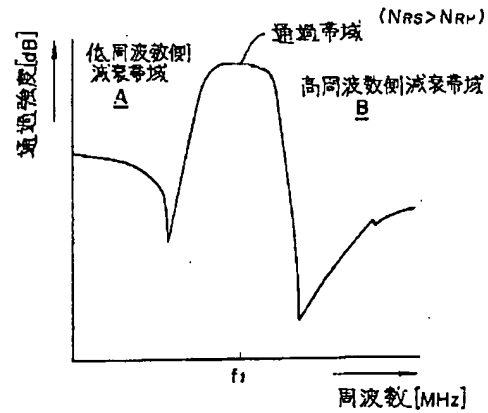
【図8】

第4実施形態のフィルタF2のスミスチャート



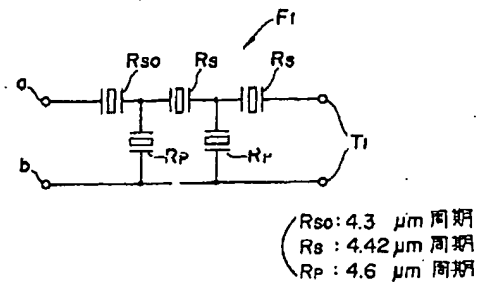
【図11】

本発明の参考形態におけるフィルタF1のフィルタ特性



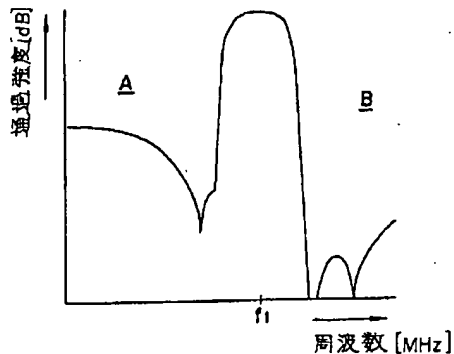
【図14】

本発明の第5実施形態におけるフィルタF1の構成



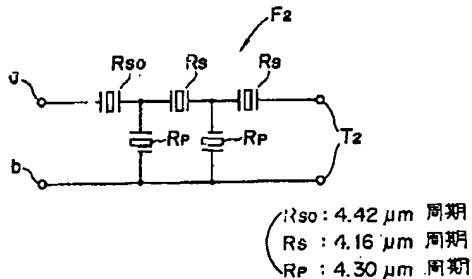
【図15】

本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_1 のフィルタ特性



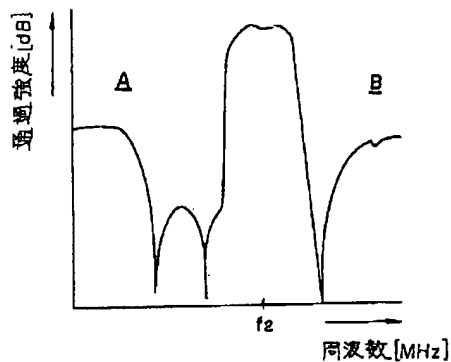
【図16】

本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 の構成



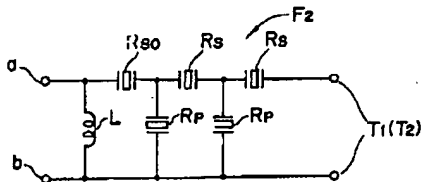
【図17】

本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 のフィルタ特性



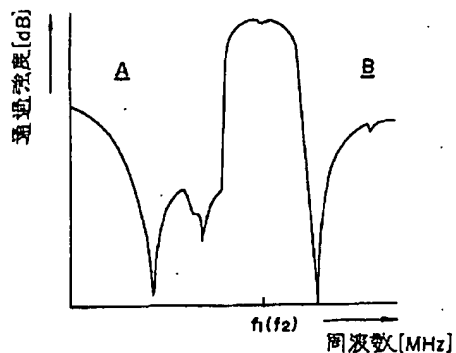
【図18】

本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 にインピーダンス適合回路を付加した形態



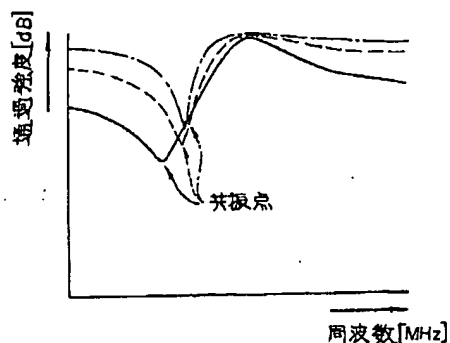
【図19】

本発明の第5実施形態におけるフィルタ F_2 を分波器に構成した場合のフィルタ特性

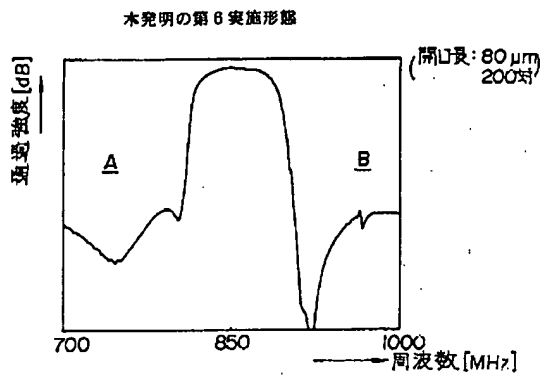


【図20】

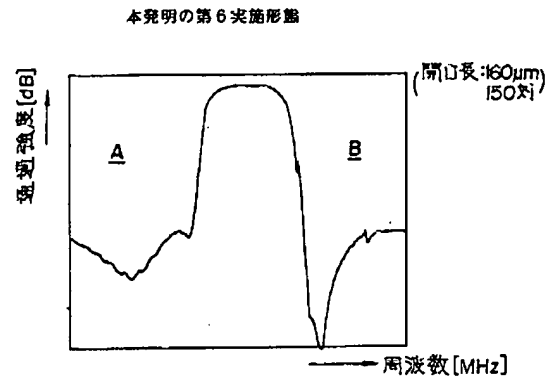
本発明の第6実施形態における共振点の移動の様子



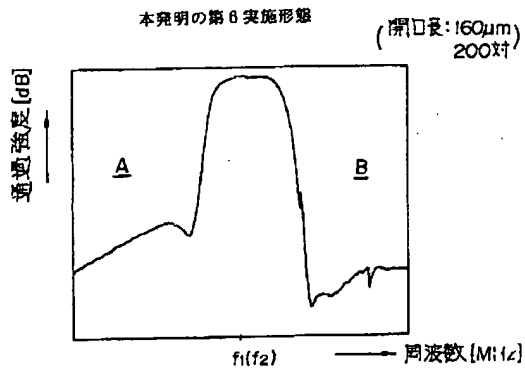
【図21】



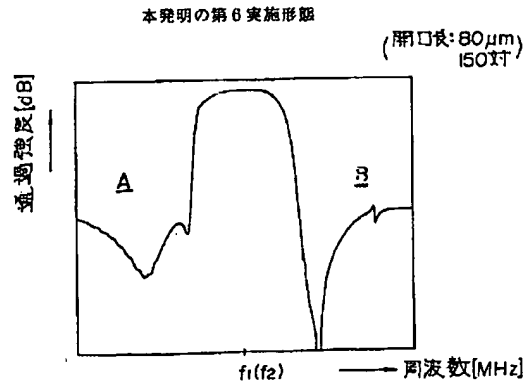
【図22】



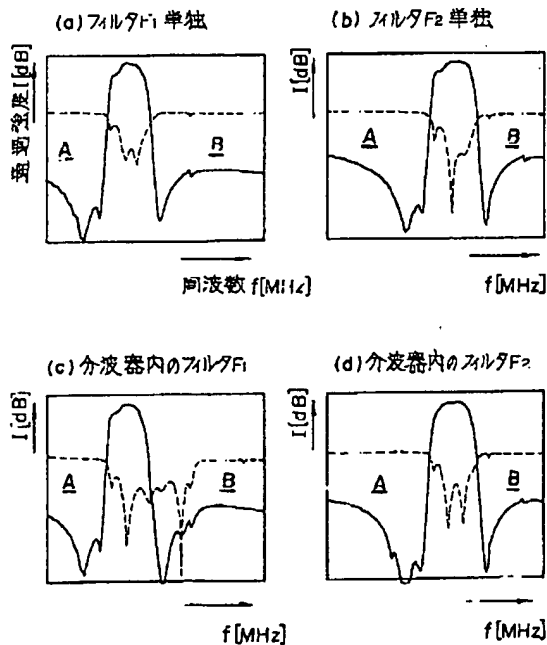
【図23】



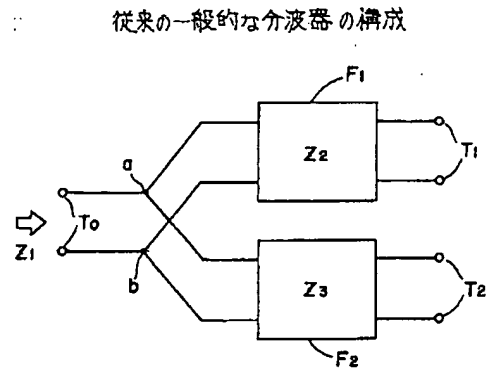
【図24】



【図25】

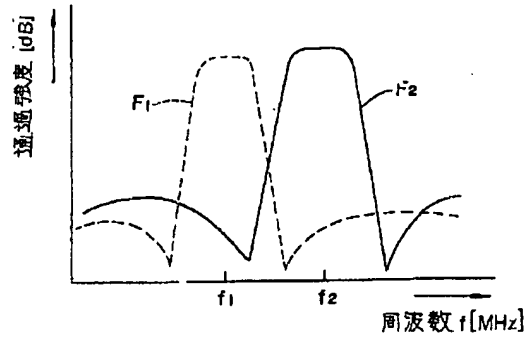


【図26】



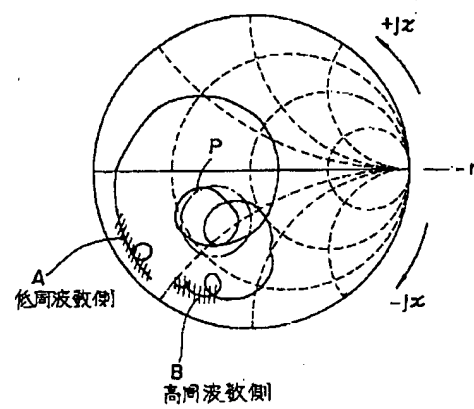
【図27】

分波器の各フィルタの特性例



【図28】

従来のトランスバーサル型フィルタのスミスチャート



フロントページの続き

(72)発明者 宮下 勉
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 松田 隆志
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内
(72)発明者 高松 光夫
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-93382

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月10日

(51) Int.Cl.⁹

H 0 3 H 9/25
9/72

識別記号

F I

H 0 3 H 9/25
9/72

A

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平8-245178

(22) 出願日 平成 8 年(1996) 9月17日

(71) 出願人 000000295

沖電気工業株式会社

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号

(72) 発明者 野口 和繁

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

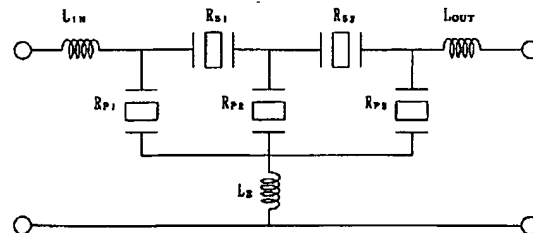
(74) 代理人 弁理士 清水 守 (外1名)

(54) 【発明の名称】 表面弾性波フィルタ回路パターンの構造

(57) 【要約】

【課題】 L P F 形フィルタ構成に近い特性を有する表面弾性波フィルタ回路パターンの構造を提供する。

【解決手段】 S A W 共振器で構成する梯子形回路の並列部をチップ上で同電位にし、そこからワイヤーボンディングを介してパッケージのアースに接続する。したがって、通過帯域低域側近傍の減衰量を抑えたチップパターンを有する表面弾性波一送受切換え用送信フィルタを得ることができる。



R₁, R₂ : 直列共振としてのSAW共振器
R_{p1}, R_{p2}, R_{p3} : 並列共振としてのSAW共振器
L_s : インダクタンス

【特許請求の範囲】

【請求項1】 表面弾性波フィルタ回路パターンの構造において、

チップパターン上に並列腕の表面弾性波共振器のアース側を順次接続した共通アース部を形成し、該共通アース部をワイヤーボンディングでパッケージアースに接続するようにしたことを特徴とする表面弾性波フィルタ回路パターン構造。

【請求項2】 請求項1記載の表面弾性波フィルタ回路パターン構造において、2段の直列腕の表面弾性波共振器と3段の並列腕の表面弾性波共振器を有する分波器用送信フィルタを構成することを特徴とする表面弾性波フィルタ回路パターン構造。

【請求項3】 表面弾性波フィルタ回路パターン構造において、

チップパターン上に並列腕の表面弾性波共振器のアース側を一括接続した共通アース部を形成し、該共通アース部をワイヤーボンディングでパッケージアースに接続するようにしたことを特徴とする表面弾性波フィルタ回路パターン構造。

【請求項4】 請求項3記載の表面弾性波フィルタ回路パターン構造において、3段の直列腕の表面弾性波共振器と2段の並列腕の表面弾性波共振器を有する分波器用送信フィルタを構成することを特徴とする表面弾性波フィルタ回路パターン構造。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、通信用機器、特に携帯電話のRF部における段間のSAW（表面弾性波）フィルタもしくは空中線共用器用フィルタ（SAW-Duplexer：分波器）に関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般に、従来の段間フィルタもしくはSAW-Duplexerは、通過帯域の両側に減衰極を持つ周波数特性を有している。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記した従来のSAWフィルタ、特にSAW-Duplexerは、通過帯域の低域側の帯域外減衰量規格が緩和されていても、通過帯域の低域、高域側に十分な減衰極を要するようなフィルタ周波数特性のため、LPF形フィルタ構成に近い特性（通過帯域低域側減衰量：小、通過帯域高域側減衰量：大）を得ることが困難であった。

【0004】本発明は、上記問題を除去し、LPF形フィルタ構成に近い特性を有する表面弾性波フィルタ回路パターン構造を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、

（1）表面弾性波フィルタ回路パターン構造におい

て、チップパターン上に並列腕の表面弾性波共振器のアース側を順次接続した共通アース部を形成し、この共通アース部をワイヤーボンディングでパッケージアースに接続するようにしたものである。

【0006】（2）上記（1）記載の表面弾性波フィルタ回路パターン構造において、2段の直列腕の表面弾性波共振器と3段の並列腕の表面弾性波共振器を有する分波器用送信フィルタを構成するようにしたものである。上記のように構成したので、帯域内挿入損失を低減した表面弾性波一分波器用送信フィルタを得ることができる。

【0007】（3）表面弾性波フィルタ回路パターン構造において、チップパターン上に並列腕の表面弾性波共振器のアース側を一括接続した共通アース部を形成し、この共通アース部をワイヤーボンディングでパッケージアースに接続するようにしたものである。

（4）上記（3）記載の表面弾性波フィルタ回路パターン構造において、3段の直列腕の表面弾性波共振器と2段の並列腕の表面弾性波共振器を有する分波器用送信フィルタを構成するようにしたものである。

【0008】上記のように構成したので、通過帯域高域側（受信側遮断周波数帯域）の減衰量が大になるように改善した表面弾性波一分波器用送信フィルタを得ることができる。

【0009】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図1は本発明の第1実施例を示すSAWフィルタの回路図（ π 形）、図2はそのSAW共振器のパターン図である。図2において、1は水晶やLiTaO₃などの圧電基板、2は第1の櫛歯状電極、3は第2の櫛歯状電極、4は櫛歯状電極2、3の両側に配置される反射器である。なお、ここでは反射器4は閉じられた構造のものを示しているが、開かれた構造の反射器を用いてもよい。

【0010】図1において、直列腕としてのSAW共振器 R_{S1} 、 R_{S2} （図2参照）、並列腕としてのSAW共振器 R_{P1} 、 R_{P2} 、 R_{P3} （図2参照）が配置されている。また、 L_{IN} 、 L_E 、 L_{OUT} は、ワイヤーボンディングによるインダクタンスである。また、図3は本発明と比較するために図示された一般的な段間フィルタの回路図（ π 形）である。

【0011】一般的に段間で使用されるSAWフィルタは、通過帯域以外は全て余計なノイズ等の信号を遮断するといったフィルタ構造であり、通過帯域の低域側、高域側近傍に減衰極を必要とするため、図3に示すように、SAW共振器で構成する梯子形回路のアースに接続される並列腕が個々に分離され、ワイヤーボンディングにより、パッケージ内のアースに接続されている。

【0012】これに対し、本発明の第1実施例では、SAW-Duplexer用の送信フィルタの規格の利点

を生かし、図4に示すように、通過帯域低域側近傍の減衰量を抑えたチップパターンの構成になっている。つまり、先に図3を用いて述べた一般的な段間フィルタ回路からなる図5に示すようなチップパターンとは違い、SAW共振器で構成する梯子形回路の並列部をチップ上で同電位にし、そこからワイヤーボンディングを介してパッケージのアースに接続するようにしている。

【0013】なお、図5において、41はチップの入力パッド、42はチップの出力パッド、43は R_{S2} のアース用パッド、44は R_{S1} のアース用パッド、45は R_{P3} のアース用パッド、46は R_{P2} のアース用パッド、47は R_{P1} のアース用パッドである。ここで、本発明のSAWフィルタの動作について説明する。

【0014】まず、SAWフィルタに信号が送られてくると、パッケージの入力部からボンディング（これによるインダクタンス L_{IN} ）（図1参照）を介して、図4に示すように、チップの入力パッド31から接続線を介して、信号が分離して、一方はSAW共振器 R_{P1} に表面波が伝わり、 R_{P1} のアース用パッド37で他の並列腕とチップ内で同電位となる。もう一方は、SAW共振器 R_{S1} に表面波を伝える。

【0015】また、同様に、一方は、SAW共振器 R_{P2} に表面波が伝わり、アース用パッド36で同電位となり、もう一方は、SAW共振器 R_{S2} へ表面波を伝えていく。その後、一方はSAW共振器 R_{P3} に表面波が伝わり、アース用パッド35で同電位となり、もう一方は、チップの出力パッド32を経て、ワイヤーボンディングにより、パッケージの出力端に信号が送られる。その間に通過帯域以外の信号は遮断される。なお、33はSAW共振器 R_{S2} のアース用パッド、34はSAW共振器 R_{S1} のアース用パッドである。

【0016】基本的に、直列腕のSAW共振器の単体周波数特性は、図6に示すような伝送特性図であり、並列腕のSAW共振器の単体周波数特性は、図7に示すような伝送特性図である。そして、図4に示す本発明の第1実施例のチップパターンによるSAWフィルタの周波数伝送特性は、図8に示すようになり、図5に示す一般的なチップパターンによる段間のSAWフィルタの周波数伝送特性は、図9に示すようになる。

【0017】図8において、▽マーク1は、824MHzにおいて-2.9913dB、△マーク2は、849MHzにおいて-2.9875dBを示しているのに対して、図9において、▽マーク1は、824MHzにおいて-3.1086dB、△マーク2は、849MHzにおいて-3.1956dBを示している。このことから明らかに、本発明の第1実施例においては、帯域内挿入損失を低減させていることが分かる。

【0018】また、図8において、△マーク3は、869MHzにおいて-38.052dB、△マーク4は、894MHzにおいて-38.035dBを示している

のに対して、図9において、△マーク3は、869MHzにおいて-40.548dB、△マーク4は、894MHzにおいて-37.338dBを示している。つまり、本発明の第1実施例においては、高域側減衰量の確保と、なおかつ、帯域内挿入損失の改善の効果が得られた伝送特性となる。

【0019】以上のように、第1実施例によれば、SAW共振器で構成する梯子形回路の並列腕をチップ上で同電位にして、そこからワイヤーボンディングを介して、パッケージアースに接続することにより、通常通過帯域両側（低域、高域）近傍減衰極のバランスがとれた一般的な段間フィルタの周波数特性が、本発明の高域側減衰量を確保し、なおかつ、帯域内挿入損失の改善の効果が得られた周波数特性となる。

【0020】次に、本発明の第2実施例について説明する。上記した第1実施例はSAWフィルタの4段構成（図1：SAW共振器5個参照）を基にした構成であったが、第2実施例では、通過帯域高域側の減衰量を更に重視した構成となっている。第1実施例の動作で述べたように、直列腕の多いフィルタ構成程、高域側減衰量が確保し易いので、4段構成でも直列腕の多いT形回路構成が有利である。

【0021】図10は本発明の第2実施例を示すSAWフィルタの回路図（T形）、図11は一般的な段間のSAWフィルタの回路図（T形）、図12は本発明の第2実施例を示すSAWフィルタのチップパターンの構成図（T形）、図13は一般的な段間のSAWフィルタのチップパターンの構成図（T形）、図14は本発明の第2実施例を示すSAWフィルタのチップパターンの周波数伝送特性図、図15は一般的な段間のSAWフィルタのチップパターンの周波数伝送特性図である。

【0022】図13において、81はチップの入力パッド、82はチップの出力パッド、83は R_{S3} のアース用パッド、84は R_{S2} のアース用パッド、85は R_{S1} のアース用パッド、86は R_{P2} のアース用パッド、87は R_{S2} のアース用パッド、88は R_{P1} のアース用パッドである。この第2実施例では、SAW共振器の直列腕と並列腕の個々の段数が違うだけで、動作については、第1実施例と同様である。

【0023】すなわち、SAWフィルタに信号が送られてくると、パッケージの入力部からワイヤーボンディング（ L_{IN} ）（図11参照）を介して、図12に示すように、チップの入力パッド71から接続線を介して信号が分離して、一方はSAW共振器 R_{S1} に表面波が伝わる。更に、接続線を介して信号が分離して、一方はSAW共振器 R_{P1} に表面波が伝わり、アース用パッド76で他の並列腕とチップ内で同電位となる。もう一方は、SAW共振器 R_{S2} に表面波が伝わる。

【0024】更に、同様に、接続線を介して信号が分離して、一方はSAW共振器 R_{P2} に表面波が伝わり、アース用パッド75で他の並列腕とチップ内で同電位となる。もう一方は、SAW共振器 R_{S3} に表面波が伝わる。

ス用パッド76で他の並列腕とチップ内で同電位となる。もう一方は、SAW共振器 R_{S3} に表面波が伝わり、チップの出力パッド72を経て、ワイヤーボンディングにより、パッケージの出力端に信号が送られる。その間に通過帯域以外の信号は遮断される。

【0025】このように、第2実施例では、並列腕のアース用パッド76だけの共通パッドによる構成としている。なお、73はSAW共振器 R_{S3} のアース用パッド、74はSAW共振器 R_{S2} のアース用パッド、75はSAW共振器 R_{S1} のアース用パッドである。図14において、▽マーク1は、818MHzにおいて-3.0609dB、△マーク2は、843MHzにおいて-2.9886dBを示しているのに対して、図15において、▽マーク1は、818MHzにおいて-3.0701dB、△マーク2は、843MHzにおいて-3.2366dBを示している。

【0026】また、図14において、▽マーク3は、863MHzにおいて-43.794dB、△マーク4は、888MHzにおいて-38.099dBを示しているのに対して、図15において、▽マーク3は、863MHzにおいて-45.661dB、△マーク4は、888MHzにおいて-34.996dBを示している。

【0027】以上のように、図6及び図7の各々単体周波数特性から、第1実施例では直列腕2段、並列腕3段の構成であるのに対し、第2実施例では、直列腕3段、並列腕2段の構成であるので、帯域内挿入損失の改善は、第1実施例程見込めないにしても、通過帯域高域の減衰量は改善されるといった効果が得られる。なお、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の趣旨に基づいて種々の変形が可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

【0028】

【発明の効果】以上、詳細に説明したように、本発明によれば、以下のような効果を奏することができる。

(A) SAW共振器で構成する梯子形回路の並列腕をチップ上で同電位にして、そこからワイヤーボンディングによりパッケージアースに接続することにより、LPF形フィルタ構成に近い特性を有する表面弾性波フィルタ回路パターンを提供することができる。

【0029】(B) 通過帯域高域の減衰量を更に改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例を示すSAWフィルタの回

路図(π形)である。

【図2】本発明の第1実施例を示すSAW共振器のパターン図である。

【図3】一般的な段間のSAWフィルタの回路図(π形)である。

【図4】本発明の第1実施例を示すSAWフィルタのチップパターンの構成図(π形)である。

【図5】一般的な段間のSAWフィルタチップパターンの構成図(π形)である。

【図6】本発明の第1実施例を示す直列腕のSAW共振器の単体特性図である。

【図7】本発明の第1実施例を示す並列腕のSAW共振器の単体特性図である。

【図8】本発明の第1実施例を示すSAWフィルタのチップパターンの周波数伝送特性図である。

【図9】一般的な段間のSAWフィルタのチップパターンの周波数伝送特性図である。

【図10】本発明の第2実施例を示すSAWフィルタの回路図(T形)である。

【図11】一般的な段間のSAWフィルタの回路図(T形)である。

【図12】本発明の第2実施例を示すSAWフィルタのチップパターンの構成図(T形)である。

【図13】一般的な段間のSAWフィルタのチップパターンの構成図(T形)である。

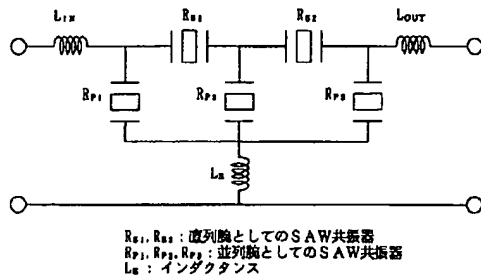
【図14】本発明の第2実施例を示すSAWフィルタのチップパターンの周波数伝送特性図である。

【図15】一般的な段間のSAWフィルタのチップパターンの周波数伝送特性図である。

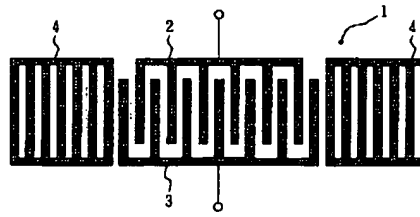
【符号の説明】

- 1 圧電基板
- 2 第1の櫛歯状電極
- 3 第2の櫛歯状電極
- 4 反射器
- R_{S1} , R_{S2} 直列腕としてのSAW共振器
- R_{P1} , R_{P2} , R_{P3} 並列腕としてのSAW共振器
- L_{IN} , L_E , L_{OUT} インダクタンス
- 31, 71 チップの入力パッド
- 32, 72 チップの出力パッド
- 33, 74 SAW共振器 R_{S2} のアース用パッド
- 34, 75 SAW共振器 R_{S1} のアース用パッド
- 35, 36, 37, 76 アース用パッド
- 73 SAW共振器 R_{S3} のアース用パッド

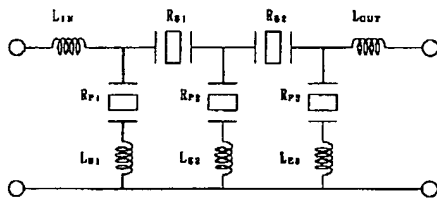
【図1】



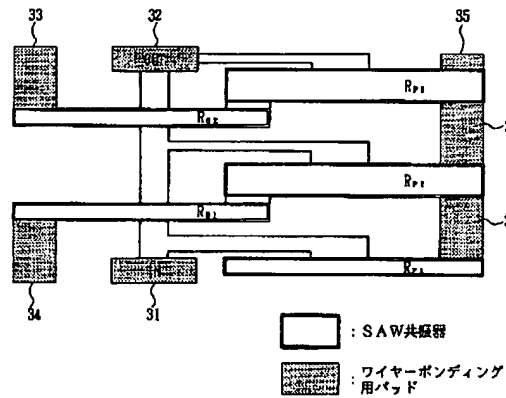
【図2】



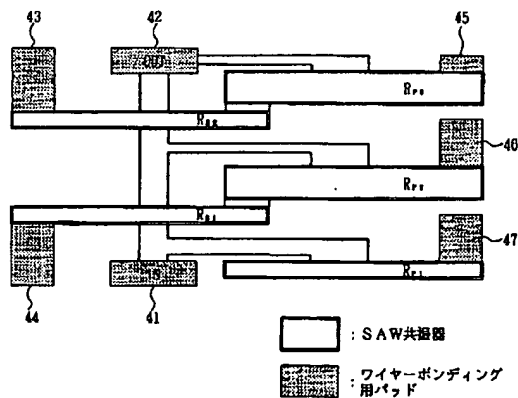
【図3】



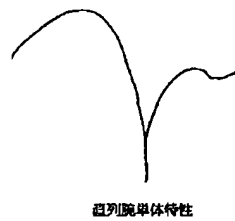
【図4】



【図5】



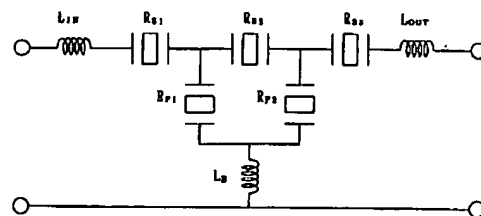
【図6】



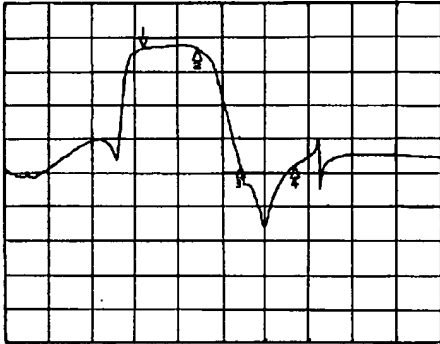
【図7】



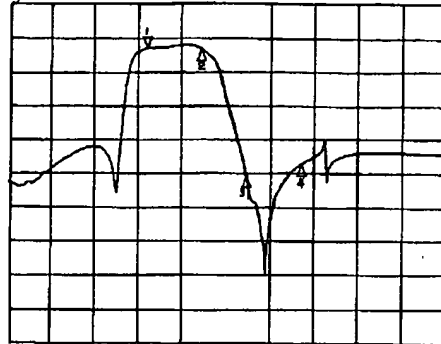
【図10】



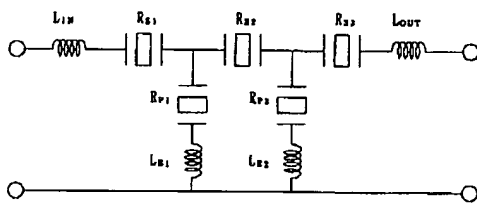
【図8】



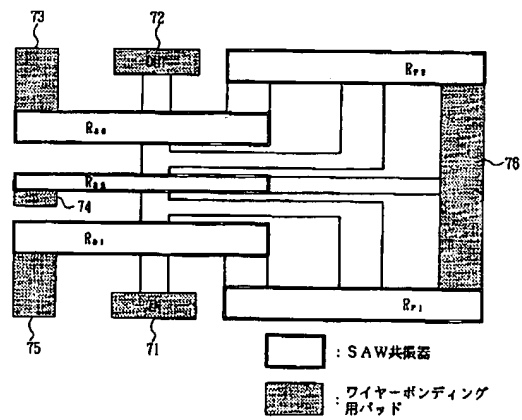
【図9】



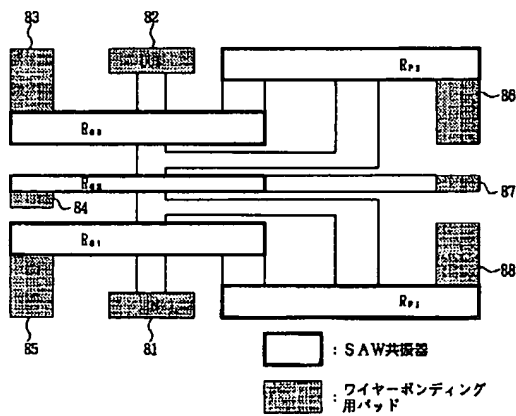
【図11】



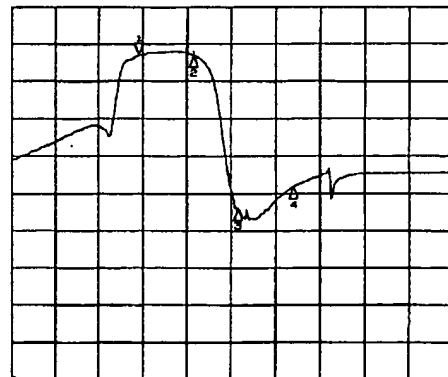
【図12】



【図13】



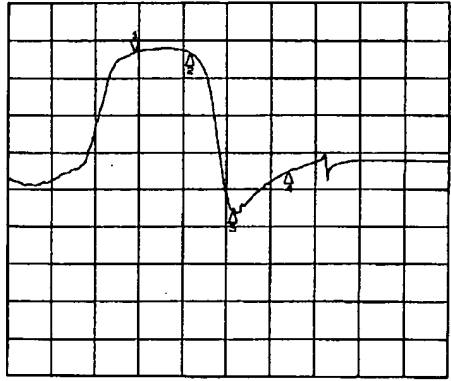
【図14】



(7)

特開平10-93382

【図15】



* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A common signal terminal and the parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator are connected to two or more step series. The 1st surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 1st signal terminal, The parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator is connected to two or more step series. The 2nd surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 2nd signal terminal, **** and the center frequency of said 1st surface acoustic wave band-pass filter is smaller than the center frequency of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter. The splitter characterized by for the first rank of said 1st surface acoustic wave band-pass filter consisting of series resonance machines when it sees from said common terminal side, and the first rank of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter consisting of series resonance machines when it sees from said common terminal side.

[Claim 2] The splitter characterized by preparing an inductance matching circuit

among 2 terminals of said input side of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter in a splitter according to claim 1.

[Claim 3] It is the splitter characterized by forming said matching circuit of either of the combination of an inductance or an inductance, and a capacitor in a splitter according to claim 2.

[Claim 4] A common signal terminal and the parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator are connected to two or more step series. The 1st surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 1st signal terminal, The parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator is connected to two or more step series. The 2nd surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 2nd signal terminal, **** and the center frequency of said 1st surface acoustic wave band-pass filter is smaller than the center frequency of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter. When it sees from said common terminal side, the first rank of said 1st surface acoustic wave band-pass filter consists of series resonance machines. The splitter characterized by for the first rank of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter consisting of parallel resonance machines when it sees from said common terminal side, and establishing the track for phase rotation among 2 terminals of said input side of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter.

[Claim 5] The splitter characterized by forming said track for phase rotation of an inductance in a splitter according to claim 4.

[Claim 6] The splitter characterized by the periods of the electrode finger of a parallel resonance machine differing, respectively in the series resonance machine and other series resonance machine lists of the first rank in said 2nd

surface acoustic wave band-pass filter in a splitter according to claim 1 or 4 while the periods of the electrode finger of said parallel resonance machine differ, respectively in the series resonance machine and other series resonance machine lists of the first rank in said 1st surface acoustic wave band-pass filter. [Claim 7] The splitter characterized by carrying out in a splitter according to claim 1 or 4 to whether a logarithm is made [many] compared with said other parallel resonance machines about at least one among said parallel resonance machines in said 2nd surface acoustic wave band-pass filter, or opening length is enlarged.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to a splitter and relates to the splitter using the surface acoustic wave filter constituted by the detail with a surface acoustic wave resonator more.

[0002] In recent years, development of a land mobile radiotelephone, a cellular phone, etc. is furthered, and the splitter for performing branching or insertion of a transceiver signal is used for such small communication equipment. From the

request of the miniaturization of configuration, and high-performance-izing, a miniaturization and high performance-ization are requested also from the component part of a splitter, and, recently, many filters which used the surface acoustic element are used. The band-pass filter is put in practical use as a surface acoustic wave filter, it can be divided roughly into a transversal form and a resonator form, and this invention relates to the splitter which used the resonator form filter.

[0003]

[Description of the Prior Art] The general configuration of a splitter is shown in drawing 26 . As shown in drawing 26 , parallel connection of the surface acoustic wave filters F1 and F2 is carried out by making the common nodes a and b into a common feature at the common signal terminal T0, and, as for each surface acoustic wave filters F1 and F2, it has the signal terminals T1 and T2, respectively. As the surface acoustic wave filters F1 and F2 are shown in drawing 27 , with the surface acoustic wave filters F1 and F2, it is separated spectrally according to a frequency and the signal which has band center frequency f_1 and f_2 which is different in **, respectively, and was inputted from the common signal terminal T0 is outputted from the signal terminals T1 and T2. Or only the surface acoustic wave filter F2 is passed, and the signal inputted from the common signal terminal T0 is outputted from the signal terminal T2, or the signal inputted from the signal terminal T1 is outputted to the common signal terminal T0 through the surface acoustic wave filter F1 again.

[0004] In such a splitter, the surface acoustic wave filters F1 and F2 need to be maintained by the same property, and must not have the change on a property by carrying out parallel connection in the back before being constituted as a splitter.

[0005] In drawing 26 , the impedance which saw the characteristic impedance of a circuit from the common signal terminal T0 side when the impedance of Z1 and the surface acoustic wave filters F1 and F2 was set to Z2 and Z3, respectively is expressed like the following (1) type.

[0006]

[Equation 1]

$$Z_1 = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad \dots (1)$$

It needs to be set to $Z_1=Z_2$ in order for the filter shape of the surface acoustic wave filter F1 to turn into the same property as configuration before of a splitter.

For that purpose, the following (2) types which transformed (1) type, [0007]

[Equation 2]

$$Z_1 = \frac{Z_2}{(Z_2 / Z_3) + 1}$$

$$\frac{Z_2}{Z_3} = 0 \text{ のとき、 } Z_1 = Z_2 \quad \therefore Z_3 = \infty \quad \dots (2) \\ (Z_1 = Z_2 \neq 0)$$

since -- it must be $Z_3=\text{infinity}$ so that it may understand.

[0008] Similarly, in order for the filter shape of the surface acoustic wave filter F2 to fulfill the same conditions, it is (3) types and [0009].

[Equation 3]

$$Z_1 = \frac{Z_3}{1 + (Z_3 / Z_2)}$$

$$\frac{Z_3}{Z_2} = 0 \text{ のとき、 } Z_1 = Z_3 \quad \therefore Z_2 = \infty \quad \dots (3) \\ (Z_1 = Z_3 \neq 0)$$

since -- it must be $Z_2=\text{infinity}$ so that it may understand.

[0010] However, the impedance of the surface acoustic wave filters F1 and F2 which constitute the surface acoustic wave filters F1 and F2 has the property to change with frequency dependent, i.e., a frequency, as shown in drawing 28 .

Therefore, the impedance characteristic to the frequency of each surface acoustic wave filters F1 and F2 which fulfill the above-mentioned conditions needs to become a far big value from the impedance Z_1 of the whole circuit in the rejection band region which has a value near the impedance Z_1 of the whole circuit in the own (for example, surface acoustic wave filter F1) passband of a

filter, and turns into a passband of the filter (for example, surface acoustic wave filter F2) of another side.

[0011] To such a request, the conventional transversal mold filter does not fulfill required conditions, as shown in drawing 27 . In order to satisfy the condition, an impedance matching circuit is needed for each surface acoustic wave filters F1 and F2.

[0012] Conventionally, the circuit which performs phase rotation according to L (inductance), the circuit which performs phase rotation by C (capacitor) component, or track length, and performs phase rotation by LC component was used for this impedance matching circuit, and it had become complicated circuitry.

[0013] Moreover, although the barrier property of the surface acoustic wave filter F2 of another side in the passband of one surface acoustic wave filter F1, i.e., the magnitude of attenuation, needed to be enlarged as much as possible as mentioned above in order to fully employ the property of each surface acoustic wave filters F1 and F2 when constituting a splitter efficiently therefore, the configuration which makes a filter multistage was adopted in the former.

[0014]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In the conventional transversal filter, when it is going to realize phase rotation for fulfilling the conditions on a splitter configuration using L and C component, since the rotation of phase rotation is large, there is a problem which causes property degradation of each filter. Consequently, the improvement of the impedance characteristic to the own frequency of a filter is needed.

[0015] Furthermore, since multistage-ization of the filter aiming at an improvement of a barrier property has the problem to which enlargement of a chip size is invited and the manufacture yield also worsens with the increment in an insertion loss, it is necessary to acquire a desired property with a small element number as much as possible.

[0016] The purpose of this invention is to offer the splitter which can secure a desired property with the simplification of the configuration of a filter.

[0017]

[Means for Solving the Problem] In order to solve the above-mentioned technical problem, invention according to claim 1 As shown in drawing 1 , a common signal terminal and the parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator are connected to two or more step series. The 1st surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 1st signal terminal, The parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator is connected to two or more step series. The 2nd surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 2nd signal terminal, **** and the center frequency of said 1st surface acoustic wave band-pass filter is smaller than the center frequency of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter. When it sees from said common terminal side, the first rank of said 1st surface acoustic wave band-pass filter consists of series resonance machines, and when it sees from said common terminal side, the first rank of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter consists of series resonance machines.

[0018] Therefore, since the 1st and 2nd surface acoustic wave band-pass filters are constituted [both] by connecting a resonator to two or more steps ladder molds, also when two surface acoustic wave band-pass filters constitute a splitter, it becomes possible for an impedance matching circuit to enlarge the impedance in the outside of the passband of each surface acoustic wave band-pass filter enough with needlessness or a very easy configuration.

[0019] Moreover, when it sees from a common terminal side, while being able to take adjustment with an external circuit easily about a passband by constituting both the first rank of the 1st and 2nd surface acoustic wave band-pass filters with the series resonance vessel, the impedance outside a passband can be enlarged

enough.

[0020] In order to solve the above-mentioned technical problem, invention according to claim 2 is constituted in a splitter according to claim 1 so that an inductance matching circuit may be prepared among 2 terminals of said input side of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter, as shown in drawing 3 .

[0021] Therefore, a configuration required as a splitter can be obtained with a simple configuration.

[0022] In order to solve the above-mentioned technical problem, as invention according to claim 3 is shown in drawing 3 and drawing 5 , in a splitter according to claim 2, said matching circuit is formed of either of the combination of an inductance or an inductance, and a capacitor.

[0023] therefore, an impedance matching circuit can be constituted from few elements, and easy in the configuration as a splitter -- and it can miniaturize.

[0024] In order to solve the above-mentioned technical problem, invention according to claim 4 As shown in drawing 7 , a common signal terminal and the parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator are connected to two or more step series. The 1st surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 1st signal terminal, The parallel resonance machine which consists of the series resonance machine and 1 terminal pair form resonator which consist of a 1 terminal pair form resonator is connected to two or more step series. The 2nd surface acoustic wave band-pass filter by which two terminals of an input side were connected to said common signal terminal, and two terminals of an output side were connected to the 2nd signal terminal, **** and the center frequency of said 1st surface acoustic wave band-pass filter is smaller than the center frequency of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter. When it sees from said common terminal side, the first rank of said 1st surface acoustic wave band-pass filter consists of series resonance machines. When it sees from said

common terminal side, the first rank of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter consists of parallel resonance machines, and establishes the track for phase rotation among 2 terminals of said input side of said 2nd surface acoustic wave band-pass filter.

[0025] Therefore, since the 1st and 2nd surface acoustic wave band-pass filters are constituted [both] by connecting a resonator to two or more steps ladder molds, also when two surface acoustic wave band-pass filters constitute a splitter, it becomes possible for an impedance matching circuit to enlarge the impedance in the outside of the passband of each surface acoustic wave band-pass filter enough with needlessness or a very easy configuration.

[0026] Moreover, since the track for phase rotation acts as an impedance matching circuit, also when a parallel resonance machine is in the common signal terminal side of the 2nd surface acoustic wave filter, an impedance matching circuit can be constituted only from very few impedance elements, a required property is secured, and the miniaturization of a splitter is attained.

[0027] In order to solve the above-mentioned technical problem, as invention according to claim 5 is shown in drawing 7 , in a splitter according to claim 4, said track for phase rotation is formed of an inductance.

[0028] Therefore, an impedance matching circuit can be constituted from a simpler configuration, a required property is secured, and the miniaturization of a splitter is attained.

[0029] In order to solve the above-mentioned technical problem, invention according to claim 6. As shown in drawing 14 , while the periods of the electrode finger of said parallel resonance machine differ in a splitter according to claim 1 or 4, respectively in the series resonance machine and other series resonance machine lists of the first rank in said 1st surface acoustic wave band-pass filter It is constituted so that the periods of the electrode finger of a parallel resonance machine may differ, respectively in the series resonance machine and other series resonance machine lists of the first rank in said 2nd surface acoustic wave band-pass filter.

[0030] Therefore, since antiresonant frequency of one surface acoustic wave band-pass filter can be made into near the passband of the surface acoustic wave band-pass filter of another side, the magnitude of attenuation of a cutoff band is effectively controllable.

[0031] In order to solve the above-mentioned technical problem, invention according to claim 7 carries out in a splitter according to claim 1 or 4 to whether compared with said other parallel resonance machines, a logarithm is made [many] about at least one among said parallel resonance machines in said 2nd surface acoustic wave band-pass filter, or opening length is enlarged, as shown in drawing 20 thru/or drawing 24 .

[0032] Therefore, the cutoff band magnitude of attenuation of the 2nd surface acoustic wave band-pass filter is effectively controllable.

[0033]

[Embodiment of the Invention] Next, the operation gestalt of this invention is explained based on a drawing.

[0034] [I] The 1st operation gestalt of this invention is shown in 1st operation gestalt drawing 1 . The surface acoustic wave filters F1 and F2 are connected to the common signal terminal T0 through the common nodes a and b at juxtaposition, and the signal terminals T1 and T2 are drawn from each surface acoustic wave filters F1 and F2 according to the individual, respectively.

[0035] The surface acoustic wave filters F1 and F2 consist of a series resonance machine RS 0 which is a 1 terminal pair form resonator which has a radial fin type electrode and a reflector, and a parallel resonance machine RP.

[0036] The series resonance machine RS 0 is inserted in the common node a and b side with the surface acoustic wave filter F2 in parallel with the surface acoustic wave filter F1. That is, when it sees from the common signal terminal T0 side, the series resonance machine RS 0 is positioned in the resonator of the first rank. This circuitry is the same also about the surface acoustic wave filter F2. It connects with series and the combination of each series resonance machine RS 0 and the parallel resonance machine RP constitutes each surface acoustic wave

filters F1 and F2 only for a required number of stages.

[0037] The surface acoustic wave filters F1 and F2 have mutually different band center frequency, the band center frequency f_2 of 887 [MHz] and the surface acoustic wave filter F2 is set as 932 [MHz], and the band center frequency f_1 of the surface acoustic wave filter F1 has relation of $f_1 < f_2$.

[0038] The series resonance machines RS0 and RS and the parallel resonance machines RP0 and RP are formed with the aluminum-2%Cu electrode material for example, on LT (lithium tantalate) substrate.

[0039] Thus, the Smith chart of the surface acoustic wave filter F1 at the time of using the series resonance machine RS 0 for a circuit connection side with the filter of another side and the surface acoustic wave filter F2 is shown in drawing 2 . In drawing 2 , the field of P is a signal passband, A is an attenuation band by the side of low frequency, and B is an attenuation band by the side of high frequency. The characteristic impedance of a circuit is 50 [Ω] and this drawing 2 shows taking a value with the big impedance of the attenuation bands A and B to this. This means satisfying the impedance characteristic of each required band-pass filter, when it constitutes a splitter.

[0040] [II] As stated to the 2nd operation gestalt point, between the surface acoustic wave filter F1 and the surface acoustic wave filter F2 Since the surface acoustic wave filter F1 has a high impedance in the passband frequency of the surface acoustic wave filter F2 in the case of the property as there is relation of $f_1 < f_2$ and each band-pass filter shows to drawing 4 , To the surface acoustic wave filter F1 side, the impedance matching circuit M is unnecessary, and the same property as the case of the surface acoustic wave filter F2 of being independent is acquired.

[0041] On the other hand, in the attenuation band A by the side of the low frequency of the surface acoustic wave filter F2, it does not become a high impedance but there is possibility of a clo stroke. Then, the impedance matching circuit M for forming a high impedance in the attenuation band A by the side of low frequency is needed.

[0042] The gestalt which inserted the impedance matching circuit M for forming the attenuation band A by the side of the low frequency of the above-mentioned surface acoustic wave filter F2 into a high impedance is shown in drawing 3 .

[0043] As shown in drawing 3 , the impedance matching circuit M intervenes between the surface acoustic wave filter F2 and the common nodes a and b. The impedance matching circuit M consists of L for phase rotation (inductance) which is a high impedance element. Specifically, inductances L are 6 [nH] extent.

Moreover, an inductance L is formed of metal striplines, such as gold, a tungsten (W), and copper (Cu), on a glass epoxy group plate or a ceramic substrate. In addition, in the case of a glass epoxy group plate, striplines are line breadth 0.5 [mm] and die-length 11 [mm] extent, and, in the case of a ceramic substrate, can be realized with line breadth 0.2 [mm] and die-length 6 [mm] extent.

[0044] Thus, a phase can be rotated in the direction of the arrow head of drawing 4 , and high impedance-ization by the side of the attenuation band A by the side of the low frequency of the surface acoustic wave filter F2 can be attained so that the surface acoustic wave filter F2 may compare and understand drawing 2 (the 1st operation gestalt) and drawing 4 (this operation gestalt) by inserting the inductance L1 piece easy impedance matching circuit M. Since having inserted the series resonance machine RS 0 and an interval can attain high impedance-ization in a cutoff band, they can obtain an impedance characteristic required as a splitter, and can maintain the same property as the case where each surface acoustic wave filters F1 and F2 are independently existed after the configuration of a splitter. And with an inductance L, since the impedance matching circuit M is good, the miniaturization of it is attained.

[0045] [III] The 3rd operation gestalt of this invention is shown in 3rd operation gestalt drawing 5 . This operation gestalt indicates the gestalt which inserted the capacitor C for amending the phase rotation of the inductance L for phase rotation in the 2nd operation gestalt (drawing 3) in the serial between the series resonance machine RS 0 of the surface acoustic wave filter F2, and the inductance L.

[0046] That is, in the phase rotation by the inductance L, since proper impedance matching may be unable to be taken, as shown in the Smith chart of drawing 6 , first, a phase is rotated in the direction of an arrow head by Capacitor C, and, subsequently phase rotation is carried out with an inductance L.

[0047] Thus, by having used the series resonance machine RS 0, the easy impedance matching circuit M of an inductance L and the capacitor C for phase rotation amendment is sufficient, therefore a splitter can be miniaturized, holding a property required as a splitter.

[0048] [IV] The 4th operation gestalt is shown in 4th operation gestalt drawing 7 . This operation gestalt is a gestalt which inserted the series resonance machine RS 0 in the circuit connection side with surface acoustic wave filter F<SUB>2 of the surface acoustic wave filter F1, and inserted the parallel resonance machine RP 0 in the circuit connection side with the surface acoustic wave filter F1 of the surface acoustic wave filter F2, and inserted the track S for phase rotation in the surface acoustic wave filter F2 and the serial.

[0049] Thus, high impedance-ization by the side of the attenuation band B by the side of the high frequency of the surface acoustic wave filter F1 can be attained also by inserting the series resonance machine RS 0 only in the surface acoustic wave filter F1 side. In this case, the resonator of the first rank of the surface acoustic wave filter F2 is the parallel resonance machine RP 0 in parallel with the common signal terminal T0, and does not serve as a high impedance in the attenuation band A by the side of low frequency (field equivalent to the passband of F1). So, with this operation gestalt, the track S for phase rotation is inserted in the surface acoustic wave filter F2 at the serial.

[0050] The direction of the phase rotation on this track S for serial phase rotation serves as a case of the 2nd operation gestalt (drawing 3 , drawing 4 $R > 4$) the circumference of reverse, as shown in drawing 8 , but as shown in drawing 9 , adjustment is taken by this phase rotation by the value with the proper impedance of the surface acoustic wave filter F2. In the case of the glass epoxy group plate, in the case of 25 [mm] extent and a ceramic substrate, the die length

of the track S for phase rotation in this case was 16 [mm] extent.

[0051] Also in this case, the impedance matching circuit M can be constituted from a serial inductance L, and a miniaturization is attained with maintenance of a predetermined splitter property.

[0052] As another mode of this operation gestalt, moreover, between the series resonance machine RS 0 of a band-pass filter F1, and Nodes a and b As the inductance L as a high impedance element is shown in drawing 3, are good for juxtaposition also as a configuration to connect. Further For example, it is clear from old explanation that it is good between an inductance L and the series resonance machine RS 0 like drawing 5 also as a configuration which inserts Capacitor C at a serial.

[0053] Moreover, although band center frequency f_1 of a band-pass filter F1 was set to 887 [MHz] and the band center frequency f_2 of a band-pass filter F2 was illustrated as 932 [MHz] with the above operation gestalt, this invention is not limited to these frequency allocation or a concrete numeric value, and the band center frequency f_1 and f_2 of each filters F1 and F2 can be set as any value.

[0054] [V] The reference gestalt which starts this invention at reference gestalt drawing 10 - drawing 13 is shown. This reference gestalt is the cutoff band of the surface acoustic wave filters F1 and F2 by adjusting the number of the series resonance machines RS0 and RS and the parallel resonance machines RP, and the gestalt which can control the magnitude of attenuation in the band equivalent to a mutual passband is indicated.

[0055] The point which parallel connection of the surface acoustic wave filter F1 and the surface acoustic wave filter F2 of each other is carried out through the common nodes a and b, and constitutes a splitter is the same as each above-mentioned operation gestalt. For example, please refer to drawing 1 or drawing 26. The internal configurations of the surface acoustic wave filter F1 and the surface acoustic wave filter F2 differ.

[0056] that is, the surface acoustic wave filter F1 is shown in drawing 10 $R > 0$ -- as -- the first rank -- the series resonance machine RS 0 -- placing -- several [of

a series resonance machine] -- several [of a NRS> parallel resonance machine] -- the circuit is constituted with relation as NRP. Thus, by considering as NRS>NRP, as shown in drawing 11 , the magnitude of attenuation of a large next door, therefore Band B increases [the impedance of the attenuation band B by the side of the high frequency of the surface acoustic wave filter F1].

[0057] On the other hand, although the surface acoustic wave filter F2 puts the series resonance machine RS 0 on the first rank as shown in drawing 12 , as for the surface acoustic wave filter F1, the relation of the number of a series resonance machine and parallel resonance machines is reverse like $NRS \leq NRP$. Thus, by considering as $NRS \leq NRP$, as shown in drawing 13 , the signal of the attenuation band A by the side of a large next door, therefore low frequency is controlled for the impedance of the attenuation band A by the side of the low frequency of the surface acoustic wave filter F2, and the magnitude of attenuation increases.

[0058] When the surface acoustic wave filter F1 and the surface acoustic wave filter F2 with the above property are combined, the property in the passage field and cut off region which are crossed mutually becomes good, and a property required as a splitter is maintained.

[0059] [VI] The 5th operation gestalt is shown in 5th operation gestalt drawing 14 - drawing 16 . This operation gestalt controls the magnitude of attenuation of a cutoff band by changing the period of the electrode finger of the series resonance machine RS 0 of one surface acoustic wave filter F1, the series resonance machine RS, and the parallel resonance machine RP (modification), and setting up antiresonant frequency near the passband of the surface acoustic wave filter F2 of another side. That is, it uses that the through put of a signal declines in antiresonant frequency.

[0060] With the gestalt of drawing 14 and drawing 15 , the period of the electrode finger of the series resonance machine RS 0 with which 4.42 [μm], the parallel resonance machine RP 0, and the parallel resonance machine RP carried out 4.60 [μm] and antiresonant frequency near [other] the filter (F2) in the period

of the electrode finger of the series resonance machine RS 0 of the surface acoustic wave filter F1 and the series resonance machine RS is 4.30 [μm]. In the case of the surface acoustic wave filter F2, as shown in drawing 16 and drawing 17, it is 4.16 [μm], 4.3 [μm], and 4.42 [μm], respectively.

[0061] in this case -- although the surface acoustic wave filter F1 is satisfactory -- the surface acoustic wave filter F2 -- since a component impedance shifts from the characteristic impedance of a circuit in a passband frequency if independent, property degradation of an insertion loss etc. increasing takes place, but since the inductance L which is the impedance matching circuit M is inserted as shown in drawing 18, a property improves (drawing 19).

[0062] [VII] The 6th operation gestalt is shown in 6th operation gestalt drawing 20. This operation gestalt is a gestalt which sets up the resonance frequency of the parallel resonance machine RP near the passband of the surface acoustic wave filter F1 as an approach of controlling the inhibition zone magnitude of attenuation of the surface acoustic wave filter F2. This is realizable by making [many] a logarithm compared with the parallel resonance machine of others at least one of the parallel resonance machines RP which constitute the filter, enlarging opening length, or performing the both. In this case, the period of an electrode finger is fixed and good. Drawing 20 R> 0 shows change of the magnitude of attenuation at the time of changing the property of the parallel resonance machine RP.

[0063] The example of an experiment of this operation gestalt is shown in drawing 21 - drawing 24. drawing 21 -- opening length 80 [μm] of the parallel resonance machine RP -- m]200 pairs of examples and drawing 22 are [in the opening length 160 [μm] / 200 pairs of examples and drawing 24 of 150 pairs of examples and drawing 23] 150 pairs of examples in the opening length 80 [μm] at the opening length 160 [μm]. An improvement of a cutoff band is found for all.

[0064] As mentioned above, according to each operation gestalt and reference gestalt of this invention, the filter shape at the time of the surface acoustic wave

filter F1 and F2 independent one can be maintained after constituting a splitter, and the example is shown in drawing 25 (a) - (d). The property of the surface acoustic wave filter F1 when drawing 25 (a) connects the independent property of the surface acoustic wave filter F1 and ** (b) connects the independent property of the surface acoustic wave filter F2 and ** (c) as a splitter, and ** (d) are the examples of a property of the surface acoustic wave filter F2.

[0065]

[Effect of the Invention] As explained above, since the 1st and 2nd surface acoustic wave band-pass filters are constituted [both] by connecting a resonator to two or more steps ladder molds, according to invention according to claim 1 Also when two surface acoustic wave band-pass filters constitute a splitter, it becomes possible for an impedance matching circuit to enlarge the impedance in the outside of the passband of each surface acoustic wave band-pass filter enough with needlessness or a very easy configuration.

[0066] Moreover, when it sees from a common terminal side, while being able to take adjustment with an external circuit easily about a passband by constituting both the first rank of the 1st and 2nd surface acoustic wave band-pass filters with the series resonance vessel, the impedance outside a passband can be enlarged enough.

[0067] Therefore, the circuitry as a splitter can be simplified and it becomes possible to hold a required property and to miniaturize.

[0068] According to invention according to claim 2, since the inductance matching circuit is prepared among 2 terminals of the input side of the 2nd surface acoustic wave band-pass filter in addition to the effect of the invention according to claim 1, a configuration required as a splitter can be obtained with a simple configuration.

[0069] according to invention according to claim 3 -- an effect of the invention according to claim 2 -- in addition, an impedance matching circuit can be constituted from few elements, and easy in the configuration as a splitter, since a matching circuit is formed of either of the combination of an inductance or an

inductance, and a capacitor -- and it can miniaturize.

[0070] According to invention according to claim 4, since the 1st and 2nd surface acoustic wave band-pass filters are constituted [both] by connecting a resonator to two or more steps ladder molds Also when two surface acoustic wave band-pass filters constitute a splitter, it becomes possible for an impedance matching circuit to enlarge the impedance in the outside of the passband of each surface acoustic wave band-pass filter enough with needlessness or a very easy configuration.

[0071] Moreover, since the track for phase rotation acts as an impedance matching circuit, also when a parallel resonance machine is in the common signal terminal side of the 2nd surface acoustic wave filter, an impedance matching circuit can be constituted only from very few impedance elements, a required property is secured, and the miniaturization of a splitter is attained.

[0072] Therefore, the circuitry as a splitter can be simplified and it becomes possible to hold a required property and to miniaturize.

[0073] According to invention according to claim 5, since the track for phase rotation is formed of an inductance in addition to an effect of the invention according to claim 4, an impedance matching circuit can be constituted from a simpler configuration, a required property is secured, and the miniaturization of a splitter is attained.

[0074] According to invention according to claim 6, since antiresonant frequency of one surface acoustic wave band-pass filter can be made into near the passband of the surface acoustic wave band-pass filter of another side in addition to an effect of the invention according to claim 1 or 4, the magnitude of attenuation of a cutoff band is effectively controllable.

[0075] Since it is carried out [according to invention according to claim 7] to whether a logarithm is made [many] compared with other parallel resonance machines about at least one among the parallel resonance machines in the 2nd surface acoustic wave band-pass filter, or opening length is enlarged in addition to an effect of the invention according to claim 1 or 4, the cutoff band magnitude

of attenuation of the 2nd surface acoustic wave band-pass filter is effectively controllable.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 1st operation gestalt of this invention is shown.

[Drawing 2] It is the Smith chart of the filter in the 1st operation gestalt.

[Drawing 3] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 2nd operation gestalt of this invention is shown.

[Drawing 4] It is the Smith chart of the filter F2 in the 2nd operation gestalt.

[Drawing 5] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 3rd operation gestalt of this invention is shown.

[Drawing 6] It is the Smith chart of the filter F2 of the 3rd operation gestalt.

[Drawing 7] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 4th operation gestalt of this invention is shown.

[Drawing 8] It is the Smith chart of the filter F2 of the 4th operation gestalt.

[Drawing 9] It is the Smith chart which shows the situation of phase rotation of

the filter F2 of the 4th operation gestalt.

[Drawing 10] It is the representative circuit schematic showing the configuration of the filter F1 in the reference gestalt of this invention.

[Drawing 11] It is the circuit diagram showing the filter shape of the filter F1 in the reference gestalt of this invention.

[Drawing 12] It is the representative circuit schematic showing the configuration of the filter F2 in the reference gestalt of this invention.

[Drawing 13] It is drawing showing the filter shape of the filter F2 in the reference gestalt of this invention.

[Drawing 14] It is the representative circuit schematic showing the configuration of the filter F1 in the 5th operation gestalt of this invention.

[Drawing 15] It is drawing showing the filter shape of the filter F1 in the 5th operation gestalt of this invention.

[Drawing 16] It is the representative circuit schematic showing the configuration of the filter F2 in the 5th operation gestalt of this invention.

[Drawing 17] It is drawing showing the filter shape of the filter F2 in the 5th operation gestalt of this invention.

[Drawing 18] It is the representative circuit schematic showing the gestalt which added the impedance matching circuit in the filter F2 in the 5th operation gestalt of this invention.

[Drawing 19] It is drawing showing the filter shape at the time of constituting the filter F2 in the 5th operation gestalt of this invention in a splitter.

[Drawing 20] It is the property Fig. showing the situation of migration of the resonance point in the 6th operation gestalt of this invention.

[Drawing 21] It is the filter shape Fig. showing the example of the 6th operation gestalt of this invention.

[Drawing 22] It is the filter shape Fig. showing the example of the 6th operation gestalt of this invention.

[Drawing 23] It is the filter shape Fig. showing the example of the 6th operation gestalt of this invention.

[Drawing 24] It is the filter shape Fig. showing the example of the 6th operation gestalt of this invention.

[Drawing 25] It is the filter shape Fig. showing the effectiveness of each operation gestalt of this invention, and a reference gestalt.

[Drawing 26] It is the block diagram showing the configuration of the conventional common splitter.

[Drawing 27] It is the property Fig. of each filter of a splitter.

[Drawing 28] It is the Smith chart of the conventional transversal filter.

[Description of Notations]

a, b -- Common node

f1 -- Band center frequency

f2 -- Band center frequency

lh and lc -- signal line

F1 -- Surface acoustic wave filter

F2 -- Surface acoustic wave filter

C -- Capacitance

L -- Inductance

M -- Impedance matching circuit

RS0 -- Series resonance machine

RS -- Series resonance machine

RP0 -- Parallel resonance machine

RP -- Parallel resonance machine

T0 -- Common signal terminal

T1 -- Signal terminal

T2 -- Signal terminal

[Translation done.]

* NOTICES *

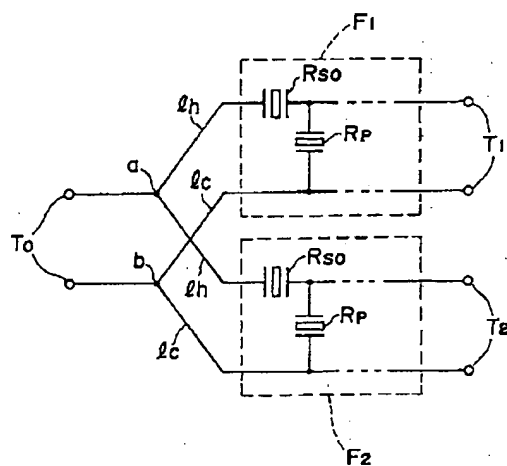
JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

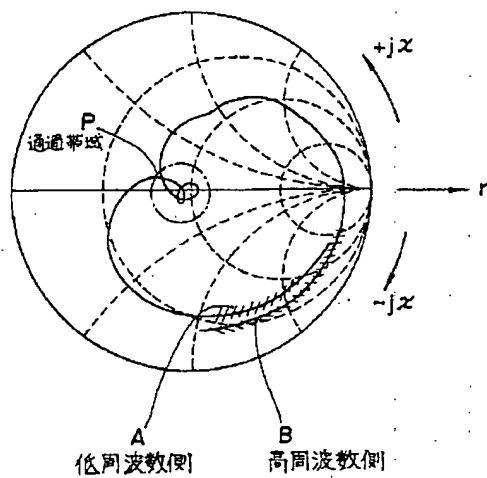
[Drawing 1]

本発明の第1実施形態



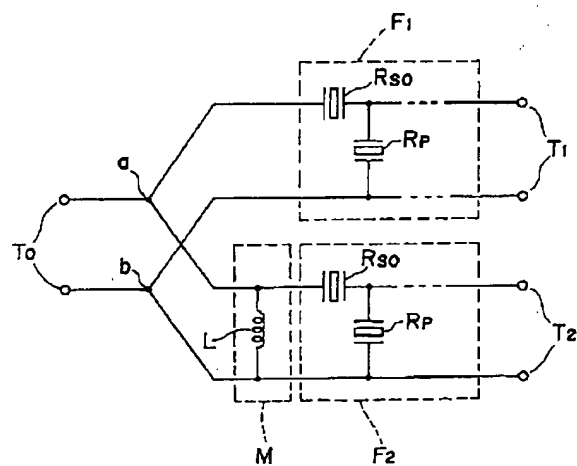
[Drawing 2]

第1実施形態におけるフィルタのスミスチャート



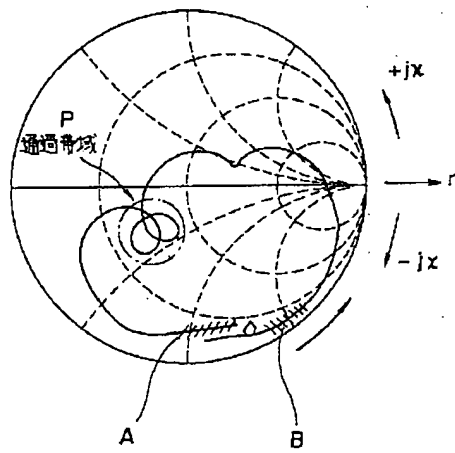
[Drawing 3]

本発明の第2実施形態



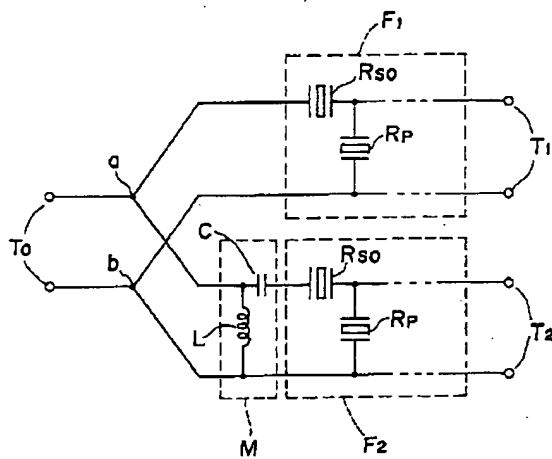
[Drawing 4]

第2実施形態におけるフィルタF₂のスミスチャート



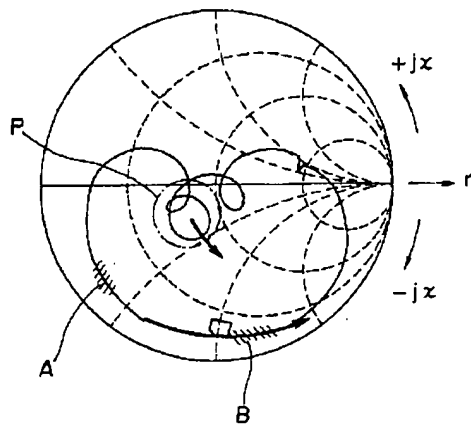
[Drawing 5]

本発明の第3実施形態



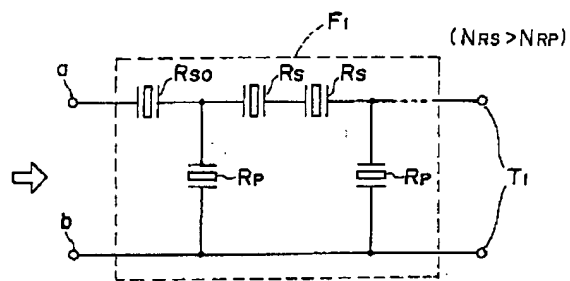
[Drawing 6]

第3実施形態のフィルタF₂のスミスチャート



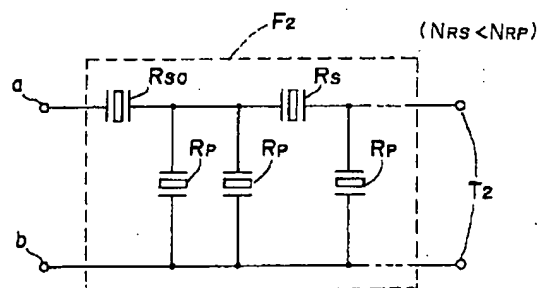
[Drawing 10]

本発明の参考形態におけるフィルタF₁の構成



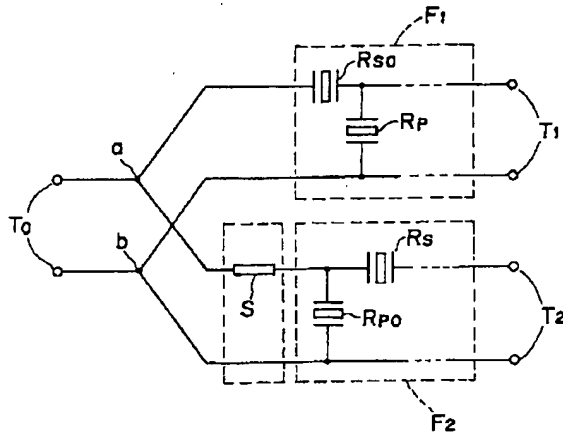
[Drawing 12]

本発明の参考形態におけるフィルタF₂の構成



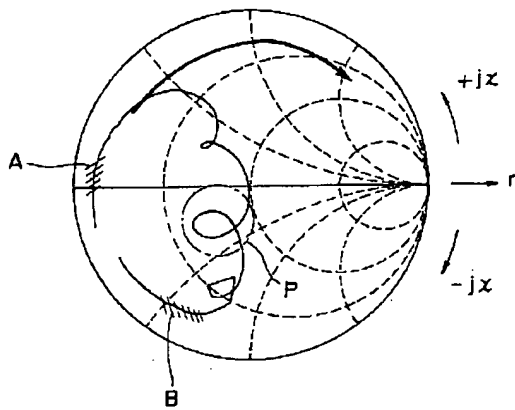
[Drawing 7]

本発明の第4実施形態



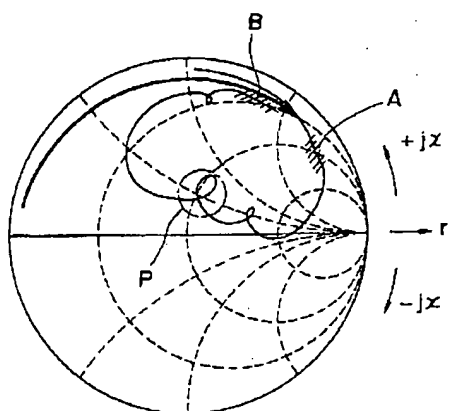
[Drawing 8]

第4実施形態のフィルタ F_a のスミスチャート



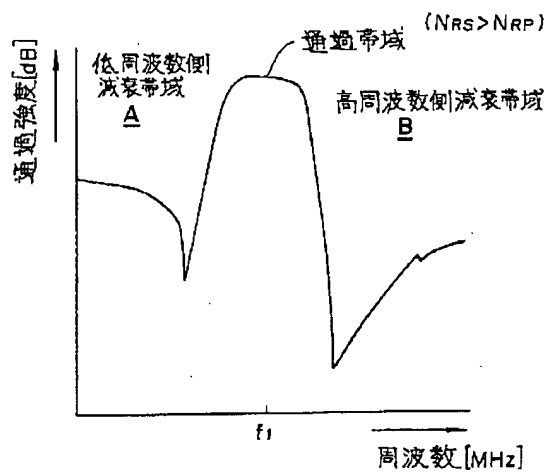
[Drawing 9]

第4実施形態のフィルタF₂の位相回転の様子を示すスミスチャート



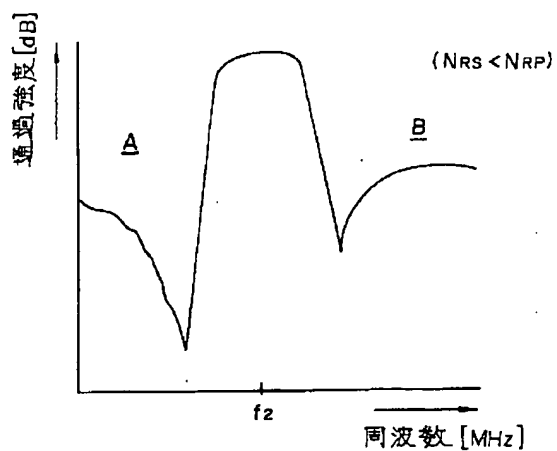
[Drawing 11]

本発明の参考形態におけるフィルタF₁のフィルタ特性



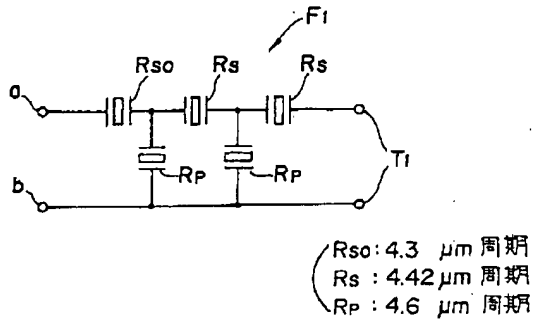
[Drawing 13]

本発明の参考形態におけるフィルタF₂のフィルタ特性



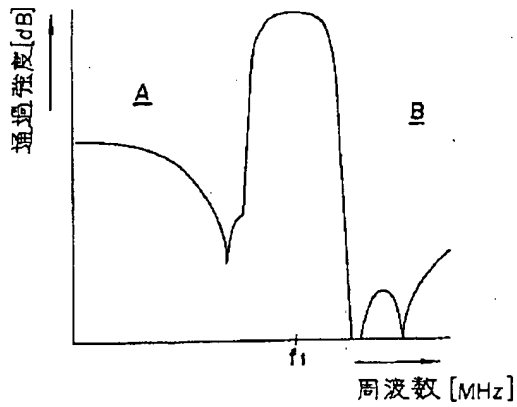
[Drawing 14]

本発明の第5実施形態におけるフィルタF₁の構成



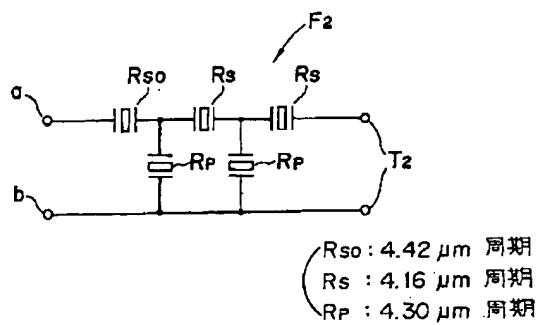
[Drawing 15]

本発明の第5実施形態におけるフィルタF₁のフィルタ特性



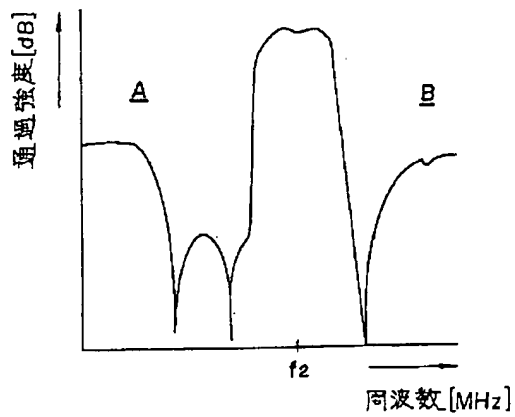
[Drawing 16]

本発明の第5実施形態におけるフィルタF₂の構成



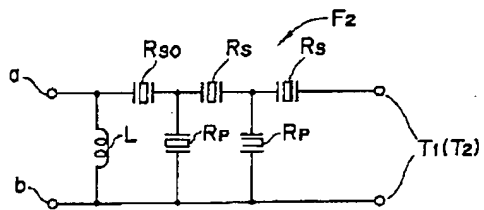
[Drawing 17]

本発明の第5実施形態におけるフィルタF₂のフィルタ特性



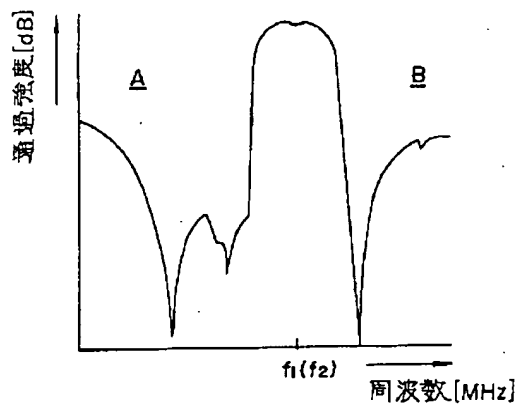
[Drawing 18]

本発明の第5実施形態におけるフィルタF₂にインピーダンス整合回路を付加した形態



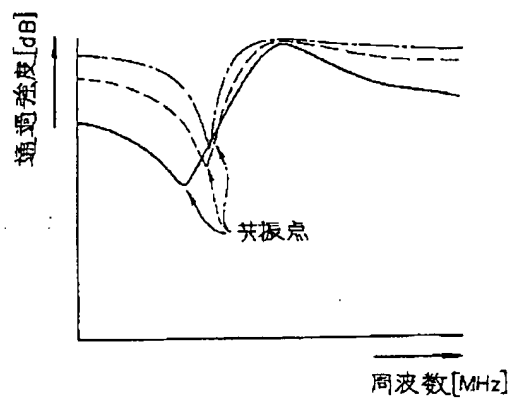
[Drawing 19]

本発明の第5実施形態におけるフィルタF₂を分波器に構成した場合のフィルタ特性



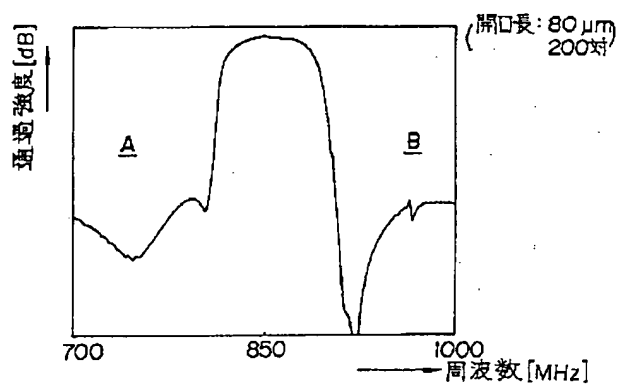
[Drawing 20]

本発明の第6実施形態における共振点の移動の様子



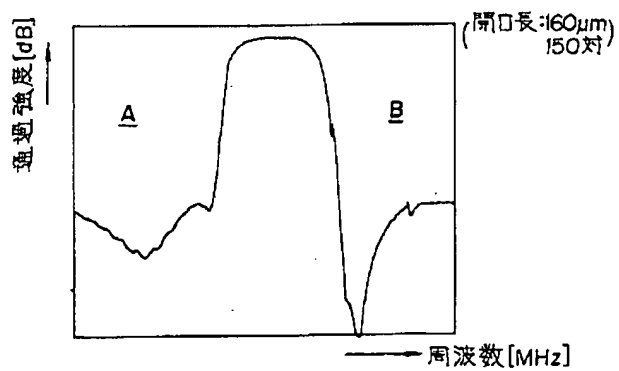
[Drawing 21]

本発明の第6実施形態

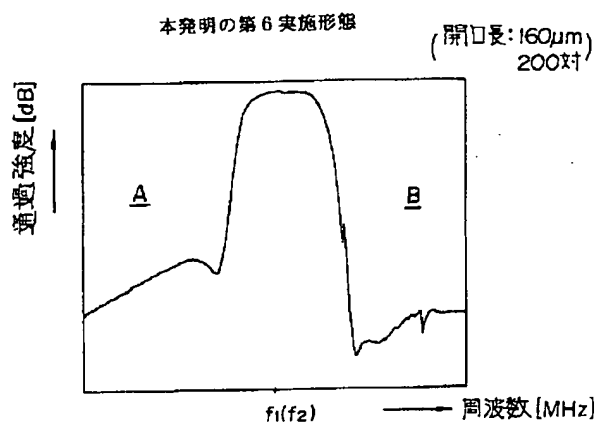


[Drawing 22]

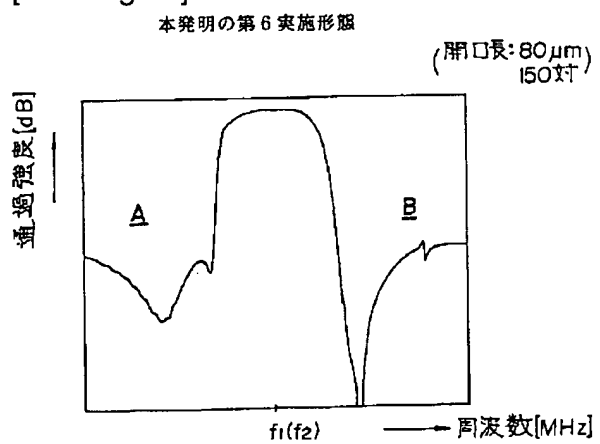
本発明の第6実施形態



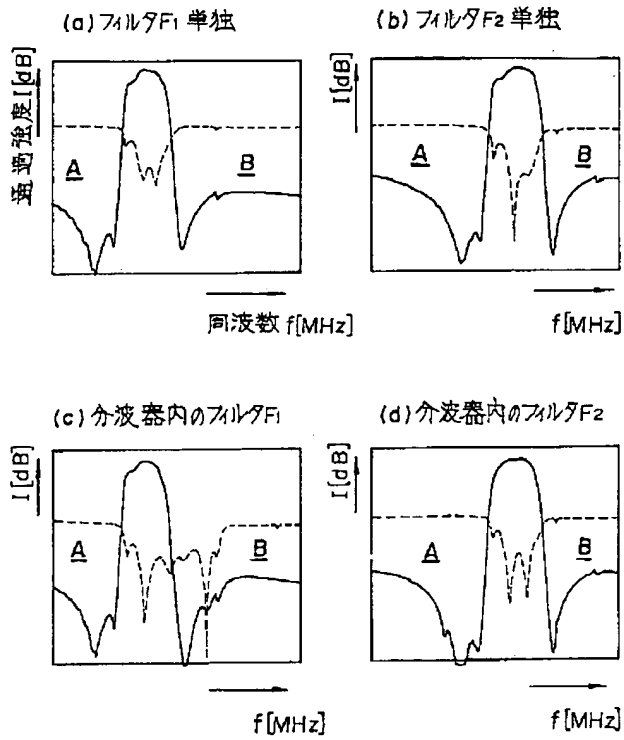
[Drawing 23]



[Drawing 24]

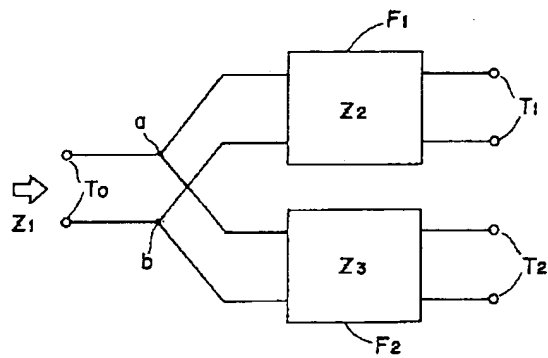


[Drawing 25]



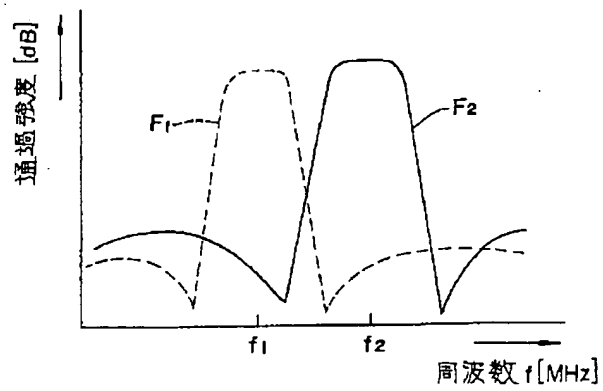
[Drawing 26]

従来の一般的な分波器の構成



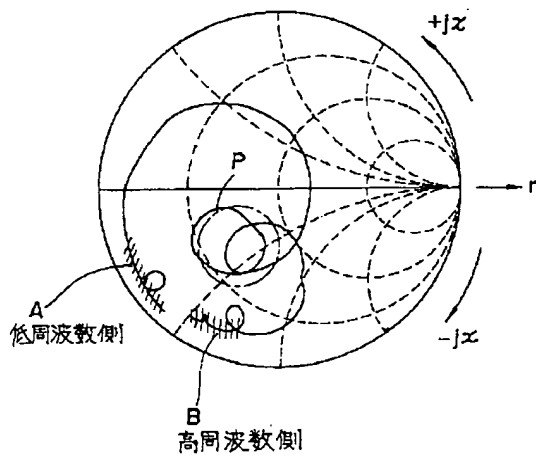
[Drawing 27]

分波器の各フィルタの特性例



[Drawing 28]

従来のトランスバーサル型フィルタのスミスチャート



[Translation done.]